

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

CLAUDIO BASTOS DA SILVA

ESTUDO E MODELAMENTO DE UM CANAL *FADING* SOB EFEITO DE SINAIS
MULTIPERCURSOS UTILIZANDO DISTRIBUIÇÃO DE *RAYLEIGH* E FILTROS
FIR

CURITIBA

2018

CLAUDIO BASTOS DA SILVA

ESTUDO E MODELAMENTO DE UM CANAL *FADING* SOB EFEITO DE SINAIS
MULTIPERCURSOS UTILIZANDO DISTRIBUIÇÃO DE *RAYLEIGH* E FILTROS
FIR

Dissertação apresentada ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica. Área de Concentração de Telecomunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Eng. Elétrica.

Orientador: Prof. Horácio Tertuliano Santos, Ph.D

CURITIBA

2018

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

-
- S586e Silva, Cláudio Bastos da
- Estudo e modelamento de um canal *fading* sob efeito de sinais multipercursos utilizando distribuição de *rayleigh* e filtros *FIR*. / Cláudio Bastos da Silva – Curitiba, 2018.
99 p.: il. [algumas color.]: 30 cm.
- Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Horácio Tertuliano Santos, Ph.D
1. Telecomunicações. 2. Redes. 2. Engenharia elétrica. I. Santos, Horácio Tertuliano. III. Título. IV. Universidade Federal do Paraná.

CDD 302.2

Bibliotecária: Vilma Machado CRB9/1563



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **CLAUDIO BASTOS DA SILVA** intitulada: **ESTUDO E MODELAMENTO DE UM CANAL FADING SOB EFEITO DE SINAIS MULTIPERCURSOS UTILIZANDO DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEYGH E FILTROS FIR**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 07 de Agosto de 2018.

HORACIO TERTULIANO DOS SANTOS FILHO
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

GIDEON VILLAR LEANDRO
Avaliador Interno (UFPR)

CÉSAR AUGUSTO DARTORA
Avaliador Interno (UFPR)

JOSE RICARDO DESCARDECI
Avaliador Externo (UFT)

A meus pais, apesar de
terem me dado a vida

AGRADECIMENTOS

Ao professor Horácio que após longos anos propiciou minha volta a academia, com seu incentivo sincero e sábios conselhos além de grande orientador.

Aos professores com quem tive oportunidade de conviver, todos, sem exceção, pessoas de altíssima bagagem e sabedoria que a essa altura da vida nos faz sentir remoçado e nos dá gana para tentar querer ser pelo menos um pouco parecido com eles em seu conhecimento.

A secretária da pós-graduação, amiga Raquel, que mesmo nos momentos em que a vida não lhe sorria foi sempre afável e solícita.

RESUMO

O presente trabalho visa caracterizar um dos efeitos estocásticos que mais afetam as redes de telecomunicações, principalmente as de comunicações móveis: o fenômeno *fading* ou desvanecimento de canal. Para seu completo entendimento faz-se necessário o conhecimento prévio do comportamento físico das antenas transmissoras e receptoras, fixas ou móveis, bem como toda a sistemática de transmissão no espaço livre com a devida caracterização física das ondas eletromagnéticas e seu comportamento como atenuação, reflexão, difração e espalhamento. Para estabelecer estas bases o tratamento matemático e físico se torna imprescindível bem como o rigor na descrição da geometria dos enlaces. Quanto às comunicações móveis o efeito *Doppler* é um elemento a ser considerado como dos mais relevantes no processo causador do fenômeno *fading* juntamente com os efeitos de trajetos multipercursos, principalmente em ambientes urbanos com alta densidade de possíveis obstáculos. A simulação para o fenômeno *fading* é realizada fazendo-se passar um sinal através de um filtro *FIR* simulando um canal de comunicação e algoritmos implementados no MATLAB, onde se mostram os comportamentos dos sinais multipercursos e o efeito *Doppler*. Será utilizado o modelo de *Rayleigh* que é a distribuição estatística que melhor representa o fenômeno *fading* em situações onde há ocorrência de multipercursos ou intensos níveis de reflexões e espalhamentos causando rápidas e profundas variações no nível do sinal chegando ao receptor. O canal será simulado com o uso de filtro *FIR* digitalmente implementado. A contribuição do estudo e das simulações é a de ser uma ferramenta para projetistas mitigar os efeitos do fenômeno *fading* em estudos antes da implantação do projeto de *links* ou redes ou em sua expansão e diminuir a taxa de erros de transmissão *BER* (*bit error rate*) devido a ruídos no canal de comunicação.

Palavras-chave: *Fading*, modelo *fading* de *Rayleigh*, Efeito *Doppler*, Modelo multipercurso, filtros *FIR*, *BER*.

ABSTRACT

The present work intends to characterize one of the stochastic effects that most affects telecommunications networks, mostly mobile communications, the fading phenomenon. For complete understanding, it is necessary a previous knowledge about the physical behavior of transmitting and receiving antennas, base stations or mobiles, as well as the entire transmission systematic in free space with the proper physical characterization of the electromagnetic waves and its behavior as attenuation, reflection, diffraction and spreading. To establish these bases, mathematical and physical treatment becomes essential as well as the accuracy in the description of the links geometry. In relation to the mobile communication, the Doppler effect is an element to be considered as one of the most relevant at the prompter process of fading phenomenon besides multipaths effect, mainly at urban environments with high density of possible obstacles. The simulation for the fading phenomenon is performed by passing a signal through a FIR filter simulating a communication channel and implemented algorithms at MATLAB, where the multipath signals behavior and Doppler effect are showed. The Rayleigh model is a statistical distribution that better describe the fading phenomenon in situations where occurs multipath or intense reflections or scattering levels causing fast and deeply variations at the signal level arriving to the receiver. The communication channel will be simulated using a FIR filter digitally implemented. The study and simulations contribution are about been a tool for designers to mitigate the fading phenomenon effects in studies before network projects implementation or on its expansion reducing the errors rate BER (*bit error rate*) transmission due to noises at the communication channel.

Key-words: *Fading*, channel fading, Rayleigh's fading channel, Doppler effect, Multipath model, FIR filters, BER.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 2.01 -	DIAGRAMA DE UM LINK DE COMUNICAÇÕES	18
FIGURA 2.02 -	FONTES DE RUÍDO MULTIPLICATIVO	21
FIGURA 2.03 -	FDP DE <i>RICE</i> PARA DIFERENTES VALORES DE <i>K</i>	29
FIGURA 2.04 -	FDP DE <i>RAYLEIGH</i>	31
FIGURA 3.01 -	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO EFEITO <i>DOPPLER</i>	34
FIGURA 3.02 -	COMPARAÇÃO ENTRE O SINAL E OS PARÂMETROS DO CANAL	37
FIGURA 3.03 -	RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA <i>FLAT SLOW FADING</i>	38
FIGURA 3.04 -	RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA <i>FLAT FAST FADING</i>	38
FIGURA 3.05 -	RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA <i>FAST FADING</i> SELETIVO EM FREQUÊNCIA	39
FIGURA 3.06 -	RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA <i>SLOW FADING</i> SELETIVO EM FREQUÊNCIA	40
FIGURA 3.07 -	DIFERENTES TIPOS DE <i>FADING</i> DEPENDENDO DA RELAÇÃO ENTRE O SINAL E OS PARÂMETROS DO CANAL	41
FIGURA 4.01 -	POSIÇÃO RELATIVA DAS ANTENAS EM RELAÇÃO AOS OBSTÁCULOS.....	45
FIGURA 4.02 -	GEOMETRIA DE UM RAIO DE ONDA PLANA PELO PRINCÍPIO DE <i>HUYGENS</i> NO ESPAÇO LIVRE	49
FIGURA 4.03 -	PARÂMETROS ESTATÍSTICOS <i>LCR</i> E <i>AFD</i> DO SINAL <i>FADING</i>	56
FIGURA 4.04 -	DIAGRAMA DE BLOCOS FILTRO <i>FIR</i> DE ORDEM <i>k</i>	65
FIGURA 4.05 -	FLUXOGRAMA DA RESPOSTA DO CANAL	67
FIGURA 5.01 -	FILTRO PASSA BANDA IDEAL - COMPOSIÇÃO.....	71

FIGURA 5.02 -	FILTRO PASSA BANDA IDEAL	71
FIGURA 5.03 -	RESPOSTA AO IMPULSO - $h(n)$	72
FIGURA 5.04 -	ESPECTRO DE RUÍDO	72
FIGURA 5.05 -	SINAL <i>PSK</i> TRANSMITIDO E RUÍDO BRANCO (<i>AWGN</i>) ..	73
FIGURA 5.06 -	AMOSTRA BINÁRIA TRANSMITIDA E RESPECTIVA RECEPÇÃO COM EFEITO DO RUÍDO BRANCO	74
FIGURA 5.07 -	EFEITO DA DEGRADAÇÃO CAUSADA POR MULTIPERCURSOS.....	75
FIGURA 5.08 -	DECOMPOSIÇÃO DA PARTE REAL E IMAGINÁRIA DO SINAL RECEBIDO.....	76
FIGURA 5.09 -	DISTRIBUIÇÃO DE RUÍDOS/INTERFERÊNCIAS DEVIDO AO EFEITO MULTIPERCURSO	77
FIGURA 5.10 -	ERRO INTRODUIDO NA DETECÇÃO DEVIDO AO EFEITO MULTIPERCURSO	78
FIGURA 5.11 -	POTÊNCIA DO CANAL <i>FADING</i>	80
FIGURA 5.12 -	RESPOSTA SIMULADA AO IMPULSO	81
FIGURA 5.13 -	RECONSTITUIÇÃO DO SINAL A PARTIR DO IMPULSO .	82
FIGURA 5.14 -	RESPOSTA SIMULADA COMPONENTES MULTIPERCURSO.....	83
FIGURA 5.15 -	RESPOSTA SIMULADA EM FREQUÊNCIA	84
FIGURA 5.16 -	TRAJETÓRIA DO FASOR	85
FIGURA 5.17 -	RESPOSTA NORMALIZADA DO EFEITO <i>DOPPLER</i>	86
FIGURA 5.18 -	GANHO DAS COMPONENTES MULTIPERCURSO	87
FIGURA 5.19 -	<i>BER</i> EM CANAL <i>FADING</i> DE <i>RAYLEIGH</i>	98

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA.....	13
1.2	O ESTUDO DO FENÔMENO <i>FADING</i>	14
1.3	OBJETIVOS A SEREM ALCANÇADOS.....	15
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	16
2	FADING EM ENLACES SEM FIO.....	18
2.1	RÚIDO EM <i>LINKS</i> DE RADIOCOMUNICAÇÃO	20
2.2	CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DA PROPAGAÇÃO	22
2.3	BANDA DE CORÊNCIA	23
2.5	CARACTERÍSTICAS DA PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO.....	25
2.5.1	<i>Slow fading</i>	26
2.5.2	<i>Fast fading</i>	27
2.5.3	Distribuição de <i>Rayleigh</i> - generalizada	32
3	TIPOLOGIA DE FADINGS NO MODELO MULTIPERCURSO.....	34
3.1	EFEITO <i>DOPPLER</i>	34
3.2	ESPALHAMENTO <i>DOPPLER</i> E TEMPO DE COERÊNCIA.....	36
3.3	VARIAÇÕES DO <i>FADING</i> E SUAS OCORRÊNCIAS	37
3.3.1	Canal estático	38
3.3.2	Canal dinâmico	40
4	METODOLOGIA DO MODELAMENTO	44
4.1	RÁDIOCOMUNICAÇÕES TERRESTRES.....	44
4.1.2	Caracterização do terreno	45
4.2	COMUNICAÇÕES MÓVEIS – REDES SEM FIO	48
4.3	MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO.....	48
4.4	PRINCÍPIO DE <i>HUYGENS</i>	50
4.5	EFEITO DE OBSTUÇÕES	51
4.6	ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO	53
4.7	PARÂMETROS ESTATÍSTICOS DO <i>FADING</i>	56
4.8	DESCRIÇÃO MATEMÁTICA DO <i>LCR</i> , CANAL <i>FADING</i> DE <i>RAYLEIGH</i>	57
4.9	CANAL <i>FADING</i> DE <i>RICE</i>	58

4.10	TEMPO MÉDIO DE DURAÇÃO DO <i>FADING</i> (TFD)	60
4.10.1	<i>Fading</i> de Rayleigh	61
4.11	<i>BER</i> – <i>Bit Error Rate</i>	61
4.11.1	Probabilidade de Erro Devido ao Ruído Branco – <i>AWGN</i>	62
4.11.2	Probabilidade de Erro no Canal <i>Fading</i> de Rayleigh	63
4.12	O FILTRO <i>FIR</i> (<i>Finite Impulse Response</i>)	66
4.12.1	Estrutura do Filtro <i>FIR</i>	66
4.13	PROCEDIMENTOS	68
5	ESTUDO E MODELAMENTO DE UM CANAL <i>FADING</i> SOB EFEITO DE SINAIS MULTIPERCURSOS UTILIZANDO DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH E FILTROS <i>FIR</i>.	71
5.1	MOTIVAÇÃO	71
5.2	DISTRIBUIÇÃO DE <i>RAYLEIGH</i>	71
5.3	O FILTRO <i>FIR</i> (<i>FINITE IMPULSE RESPONSE</i>)	72
5.5	MODELO MULTIPERCURSO – MODELAMENTO E SIMULAÇÃO MATEMÁTICA	77
5.6	MODELAMENTO DO CANAL	80
5.6.1	Potência do Canal <i>Fading</i>	81
5.6.2	Resposta ao impulso	82
5.6.3	Componentes multipercurso	85
5.6.4	Resposta em frequência	86
5.6.5	Espectro <i>Doppler</i>	88
5.6.6	Ganho multipercurso	89
5.7	<i>BER</i> – <i>Bit Error Rate</i>	91
6	CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS	94
6.1	ESTUDOS FUTUROS	95
	REFERÊNCIAS	97

1 INTRODUÇÃO

A comunicação sempre foi e continuará sendo a força motriz da evolução humana, foi o fator de desenvolvimento tecnológico entre o passado e o presente e será o fator mais importante da evolução entre o hoje e o amanhã. As origens da comunicação de massa são a extensão do homem para com o meio em que vive, e isso já vem de muito antes de nossos ancestrais andarem eretos. A história da existência humana pode ser compilada através das fases do desenvolvimento da comunicação (SANTOS, 2009):

- Era dos símbolos e sinais – Inicia a aproximadamente 90 mil anos.
- Era da fala – Entre 35 e 40 mil anos, surge a cultura oral, através da fala a comunicação se torna mais rápida, é possível transmitir mensagens complexas bem como contestar o que foi exposto.
- Era da escrita – Consolidou-se num período relativamente curto da existência do *Homo Sapiens*, criou significados padronizados para as representações pictóricas. Os sumérios transformaram os sons em símbolos, primeiro passo para o alfabeto fonético.
- Era da impressão – O invento de *Gutemberg* modificou profundamente a forma como desenvolvemos e preservamos nossa cultura, possibilitando que o conhecimento e a informação fossem difundidos a uma ampla parcela da sociedade que antes não tinha acesso aos raros e caríssimos livros e documentos feitos por monges e escribas e têm-se a partir daí o surgimento das empresas de comunicação.
- Era das telecomunicações.

1.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

O principal objetivo na transmissão de um sinal é entregar ao receptor a informação com a máxima fidelidade ao sinal transmitido. Entre transmissor e receptor vários fatores que afetam a propagação do sinal podem estar presentes e fazer com que o sinal recebido seja degradado e ocorram erros na informação recebida. Os principais fatores são: atenuação, distorção por atraso, ruído, multipercurso e nas comunicações móveis a presença do efeito *Doppler*.

A atenuação do sinal se dá principalmente pelo aumento da distância relativa entre transmissor e receptor e das características do meio como, por exemplo, o tipo de relevo, padrão de urbanização, obstáculos, variações climáticas e atmosféricas. O sinal transmitido deve ter potência suficiente para que o receptor possa detectá-lo e ser maior que o nível de ruído para ser recebido sem erros que comprometam sua qualidade. O aumento da atenuação é diretamente proporcional ao aumento da frequência transmitida.

O ruído é uma componente indesejada gerada adicionalmente entre transmissor e receptor, pode ter origem térmica, intermodulação, interferência co-canal ou por fenômenos atmosféricos. Pode ainda ocorrer distorção por atraso, principalmente quando há mobilidade relativa entre transmissor e receptor, neste caso chamado efeito *Doppler* ou devido a multipercursos originados por reflexões ou espalhamento do sinal que chegam ao receptor em tempos diferentes (RAO KUMAR, 2007).

Com base nestes vários fatores que podem causar perdas da qualidade do sinal se buscará tratar, neste trabalho, daqueles específicos que causam o desvanecimento do canal ou *fading* em comunicações móveis, sendo que os mais importantes que levam a este fenômeno são o multipercurso e o efeito *Doppler*. Em *links* ponto-a-ponto *LOS* (*Line-of-Sight*) ou *NLOS* (*Non-Line-of-Sight*) o fenômeno *fading* não tem impacto na mesma intensidade nem é tratado com o

mesmo grau de importância que é dado aos *links* móveis, porém não pode, de forma nenhuma, ser negligenciado mesmo ocorrendo esporadicamente.

O *fading* é essencialmente um fenômeno randômico que requer tratamento estatístico que será desenvolvido ao longo deste trabalho, também, serão analisados vários aspectos de possíveis influências que concorrem para seu aparecimento considerando ambientes diversos com maior ou menor grau de possibilidade de ocorrência, será também analisado o efeito da variação de frequência de operação dos *links* na formação do fenômeno.

1.2 O ESTUDO DO FENÔMENO *FADING*

O estudo dos mecanismos de modelamento do canal *fading* tiveram início nas décadas de 1950 e 1960, a ideia era aplicá-los sobre comunicações de horizonte, ionosféricas e troposféricas, então existentes e que cobriam uma extensa faixa de frequências (de HF até UHF). Apesar do efeito *fading* em comunicações móveis serem significativamente diferentes dos ocorridos em canais ionosféricos ou troposféricos os primeiros modelos são ainda relevantes na caracterização do fenômeno em sistemas digitais de comunicações móveis como, por exemplo, o conceito de Ruído Aditivo Gaussiano Branco (AWGN) estatisticamente distribuídos de forma independente (SKLAR, 1997).

A indústria de telecomunicações sem fio desenvolveu e implementou uma infraestrutura para prover variados tipos de serviços aos usuários, o projeto, produção e implementação de cada diferente tecnologia de infraestrutura, via de regra, implica em altos custos. Para compatibilizar economia e resultados técnicos desejados uma alternativa é simular, por modelamento, um sistema *wireless* real. A vantagem da simulação é que ela permite economia de custos de testes do projeto de implantação ou de expansão daqueles já implantados (CHAVAN et al., 2011).

Segundo (PATZOLD et al., 2009) nos últimos anos está ocorrendo uma significativa pesquisa em relação ao desempenho dos modelos de canais *wireless*. Neste sistema de transmissão o receptor está em movimento relativo ao transmissor e na maioria das vezes sem visada direta, nesta situação o modelo do canal *fading* de *Rayleigh* é usualmente o que de forma mais realista se aproxima das condições reais do canal (NOGA; PALCZYNSKA, 2010). O termo canal *fading* de *Rayleigh* se refere a distorções multiplicativas $H(t)$ do sinal transmitido $T_x(t)$ resultando como sinal recebido $R_x(t) = H(t).T_x(t) + n(t)$ onde $n(t)$ é o ruído.

Diversos modelos de simulação tem sido propostos para *fading* em comunicações sem fio incluindo variados tipos de modulação, diferentes tipos de canais (*AWGN*, *flat fading*, *fading* seletivo em frequência (*FSF*)), equalização e demodulação inteligentes (*adaptive*) (CHEN, 2007) (JIN et al., 2016) onde foram considerados os efeitos, para os diferentes tipos de canal, para dados e imagens bem como a taxa de erros (*BER*) no receptor. Tem-se avaliado, também, o modelo *fading* de *Clarke* o qual considera um número finito de senóides (JIN et al., 2016) e há a proposição de um modelo estatístico de soma de senóides que, em tese, poderia ser um modelo de simulação alternativo ao do canal *fading* de *Rayleigh* (CHAVAN et al., 2011). Atualmente estão sendo propostos modelos que analisam o fenômeno sob o ponto de vista de ambos os receptores móveis usando movimento *Browniano*, visto que na próxima geração 5G os aparelhos terminais poderão estabelecer comunicação direta entre si (BORHANI, 2014), na mesma linha há, também, a proposição de um modelo utilizando cadeias de Markov (ABDUL SALAM et al., 2017).

1.3 OBJETIVOS A SEREM ALCANÇADOS

Como o fenômeno *fading* é essencialmente de caráter randômico se buscará, baseado nas alternativas anteriormente citadas, enquadrar o presente trabalho dentro do modelo ou distribuição estatística que o caracterize e possa descrevê-lo. Na geração atual de comunicações móveis o modelo *fading* de *Rayleigh* é o que

apresenta maior consenso entre a comunidade de pesquisadores (E.GÓMEZ-DÉNIZ; L.GÓMEZ-DÉNIZ, 2011). Com o uso de filtros *FIR* (*Finite Impulse Response*) simulando um canal de comunicação será gerado um algoritmo de simulação e predição do fenômeno considerando o efeito multipercurso para um usuário móvel em um ambiente urbano denso.

O trabalho visa, como resultado final, ser um modelo de simulação completa que norteie passo-a-passo o projeto de *links* ou sistemas de comunicação permitindo avaliar de forma global a resposta do canal, porém com análise de cada efeito de forma independente.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Neste capítulo 1, deu-se uma visão histórica rápida e geral do processo evolutivo da comunicação humana desde seus primórdios bem como a definição do problema que se quer desenvolver e quais objetivos são almejados.

No capítulo 2 é feita uma análise dos fatores que levam a degradação do sinal entre transmissor e receptor bem como se caracteriza as distribuições estatísticas que melhor descrevem o fenômeno *fading* partindo-se da distribuição de *Rice* e chegando ao caso específico da distribuição de *Rayleigh* que melhor descreve o fenômeno *fading* multipercurso em comunicações móveis.

O capítulo 3 especifica os tipos de *fading* e seu efeito no canal de comunicação considerando os sinais multipercurso, o efeito *Doppler* e suas consequências em comunicações móveis. Faz-se, também, uma análise dos tipos de *fading* possíveis de ocorrerem tanto em canais estáticos (ponto-a-ponto) quanto em canais de comunicações móveis (domínio da frequência).

O capítulo 4 lança as bases da metodologia do modelamento descrevendo o ambiente para o modelo e nele caracterizando o princípio de *Huygens*, os mecanismos de propagação, caracterização matemática dos parâmetros

estatísticos fundamentais do *fading* de *Rayleigh* e analisa-se matematicamente a taxa de erros (*BER*) para modulação *PSK* (*phase Shift Keying*) considerando tanto o ruído branco quanto o efeito de multipercurso e apresenta a estrutura do filtro *FIR* que simulará o canal.

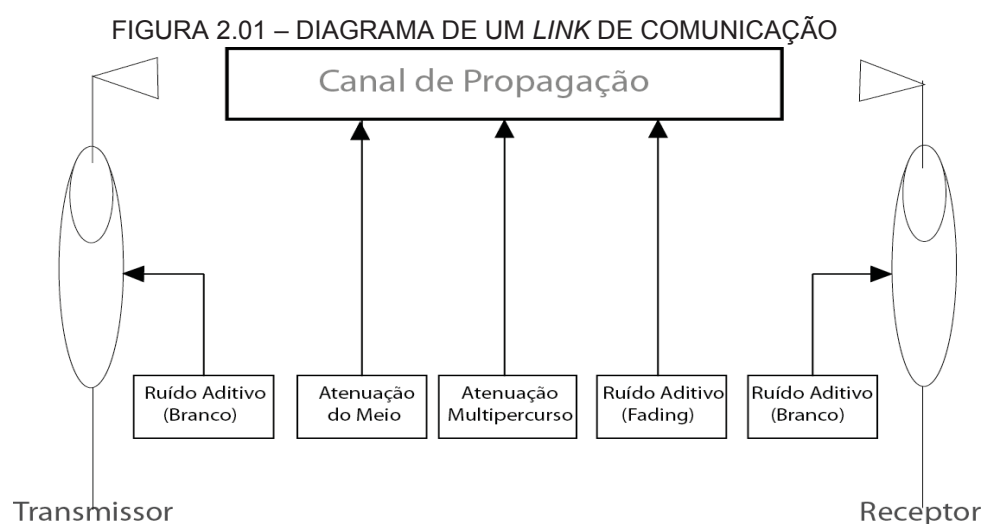
No capítulo 5, considerando as definições do capítulo 4, é simulado e validado o modelo matemático e uma vez escolhido o melhor modelo estatístico ou o modelo de maior relevância (distribuição de *Rayleigh*) é apresentado um modelamento, simulando um canal que descreve o fenômeno *fading* de forma ampla e generalizada para um *link* na frequência de 1,8 GHz. O propósito maior é modelar o canal sob a influência dos diversos fatores que causam o efeito *fading* ou desvanecimento do canal bem como apresentar os resultados obtidos como sendo parte de uma ferramenta no auxílio de projetos ou ampliações de redes sem fio particularizando o estudo de pontos críticos que surjam dentro do usual estudo de cobertura realizado antes da implantação do sistema ou do *link* de comunicação.

As conclusões sobre os resultados obtidos e as sugestões de continuidade e aprimoramentos de novos modelos ou técnicas estão elencados no capítulo 6.

2 FADING EM ENLACES SEM FIO

Diferentes *links* de radiocomunicações (terrestres, terra-ar, ar-ar) cobrindo diferentes condições atmosféricas e ionosféricas incluem diversas componentes e variáveis com abundância de processos e princípios físicos com características operacionais atuando de forma correlata ou independente.

De forma simplificada, o diagrama de um *link* de radiocomunicação consiste de um transmissor (T_x), de um receptor (R_x) e de um canal de comunicação ou meio de propagação. A principal característica de saída de cada *link* depende das condições de radiopropagação nos diferentes tipos de ambientes FIGURA 2.01.



FONTE: Adaptado de RAUT, PRAWIN W. (2013), ALEXANDRO; SIMOM. (2007)

A transmissão é caracterizada pela geração no transmissor (T_x) de um sinal elétrico representando a informação desejada que irá se propagar no espaço e o receptor (R_x) que irá recuperar a informação do sinal elétrico transmitido.

De forma isolada ou em conjunto, as antenas transmissoras e receptoras são um componente independente e integral em qualquer sistema de comunicação. Atuam como transdutores que convertem corrente ou tensão geradas por um circuito de alimentação como guia de onda, linha de transmissão,

cabo coaxial, fibra óptica ou qualquer outro elemento apropriado em energia eletromagnética propagando no espaço e vice-versa.

No espaço livre os campos se propagam na forma de ondas esféricas cujas amplitudes são inversamente proporcionais à distância entre as antenas. Cada sinal de rádio pode ser representado como sendo uma onda eletromagnética propagando em uma direção definida. A intensidade do campo, a polarização e a direção de propagação determinam as principais características de operação de uma antena (VAUGHAN; BACH ANDERSEN, 2002).

Os efeitos eletromagnéticos da transmissão são descritos formal e completamente pelas equações de *Maxwell* (LEE, 2014).

No projeto de uma rede de comunicação, com ou sem fio, existe em essência três características principais independentes a serem consideradas no âmbito eletrônico e eletromagnético:

- Operação da antena transmissora incluindo a especificação do equipamento eletrônico que controla toda a operação de transmissão;
- Escolha do modelo e a análise das propriedades de propagação do canal que conecta as antenas transmissora e receptora;
- Estudo e análise de toda operação relativa ao receptor.

O canal de propagação é influenciado pelas obstruções nas proximidades das antenas e ao longo do percurso e, também, pelas condições ambientais ou climáticas. A principal característica da resposta depende das condições de propagação do sinal nos diversos ambientes operacionais para os quais o *link* de comunicação é utilizado.

2.1 RUÍDO EM *LINKS* DE RADIOCOMUNICAÇÃO

A eficácia de cada *link* de radiocomunicação terrestre, atmosférico ou ionosférico, depende de parâmetros como (JAKES, 1984):

- Ruído nas antenas transmissora e receptora;
- Ruído inerente aos equipamentos conectados às duas antenas;
- Ruído de fundo e ruído do ambiente, radiação cósmica, variações atmosféricas, aqueles gerados pela atividade humana e devido ao efeito *Doppler* em comunicações móveis.

Em um canal *wireless* a fonte de ruídos pode ser subdividida em aditiva ou fonte de ruído branco e multiplicativa conforme mostrado na FIGURA 2.01. O ruído aditivo é gerado dentro dos equipamentos transmissores e receptores, como ruído térmico ou por interações eletromagnéticas em componentes eletrônicos ativos ou passivos que compõem o circuito. Ou seja, o ruído aditivo é gerado no interior de cada um dos elementos componentes do canal de comunicação devido ao movimento randômico dos elétrons que compõem os elementos formadores dos equipamentos (BANSAL; BLAUNSTEIN, 2004) (YACOUB, 1993).

De acordo com a teoria termodinâmica a energia do ruído térmico é determinada pela média da temperatura ambiente, T_0 :

$$E_N = K_B T_0 \quad (2.01)$$

Onde $K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W.s/K}$ é a constante de *Boltzmann* quando $T_0 = 290 \text{ K}$ (17°C). Esta energia é uniformemente distribuída na banda de frequência, por isso, o fato de ser chamada de ruído branco.

A potência total efetiva do ruído na entrada do receptor é dada por:

$$N_F = K_B T_0 B_w F \quad (2.02)$$

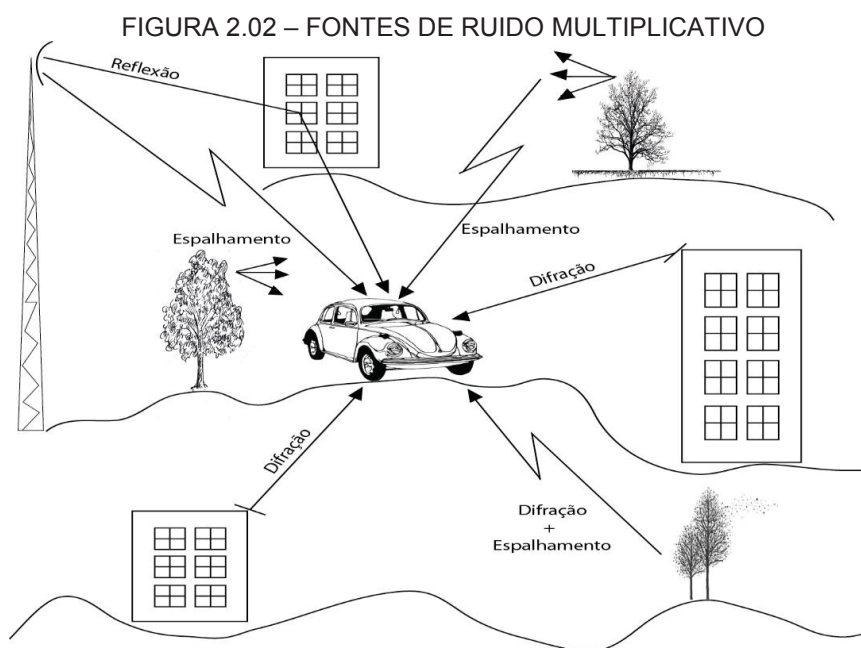
Onde F é a figura de ruído no receptor e B_w é a largura da banda do sinal.

A figura de ruído representa qualquer ruído adicional relativo ao ambiente e é dado por:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.03)$$

Sendo T_e a temperatura efetiva a qual leva em consideração os efeitos do meio ambiente (clima, ruído cósmico, chuvas, etc.) e aqueles gerados pelo homem (indústrias, motores, usinas de potência, subestações, etc.).

O ruído multiplicativo surge devido a vários processos dentro do canal de propagação e depende majoritariamente das características das antenas transmissora e receptora em relação à reflexão, absorção, espalhamento e difração causada pelas obstruções no percurso, FIGURA 2.02.



FONTE: O autor (2017)

Normalmente o processo multiplicativo no canal de propagação é dividido em três tipos: perdas de propagação ou de percurso, perdas de larga escala ou *slow fading* e de curta escala ou *fast fading* (YACOUR, 1993) os quais serão descritos na sequência.

2.2 CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS DA PROPAGAÇÃO

Em um canal real de comunicação, os campos formam uma complicada combinação de ondas ou sinais recebidos vindos simultaneamente de diversas fontes formando uma situação de propagação multipercurso. Cada onda combinada vetorialmente gera um sinal oscilante cuja variação depende da distribuição de fases entre as componentes totais dos sinais recebidos (SAUNDERS; ARAGÓN-ZAVALA, 2007).

As variações de amplitude do sinal são conhecidas como efeito *fading* ou desvanecimento. Então, *fading* é basicamente um fenômeno espacial onde o sinal sofre variações, por exemplo, variações temporais devido ao movimento do transmissor ou receptor, através de caminhos multipercursos ou devido a espalhamentos. Então, pode-se falar de variações no domínio do espaço e do tempo dos campos eletromagnéticos em diferentes ambientes, bem como, no domínio da frequência em *links* móveis, ou seja, a complicada interferência do sinal recebido causado pelo movimento do transmissor e/ou receptor que é definido como efeito *Doppler*.

Numerosas investigações teóricas e experimentais mostram que as variações do nível do sinal advêm de basicamente quatro fundamentos (BELLONI, 2004a):

O primeiro é a perda de percurso, que pode ser definida como um decréscimo suave da intensidade do sinal, porém em larga escala ou profundo entre as antenas terminais. O processo físico que causa esse fenômeno é o

espalhamento das ondas eletromagnéticas irradiadas no espaço pela antena transmissora e pelo efeito de obstruções de objetos naturais ou feitos pelo homem nas proximidades ou entre as antenas. A variação espacial e temporal do sinal, na perda de percurso é profunda e lenta, respectivamente.

O segundo fundamento de variação de sinal é o *fading* em larga escala no domínio do espaço e lento no domínio do tempo. É causado principalmente por difrações em obstáculos ao longo do *link* ou nas proximidades das antenas, é também chamado de *fading* devido a áreas de sombra. Nesta região a variação randômica do sinal segue a distribuição de *Gauss*, este fenômeno é chamado de *slow fading*.

O terceiro fundamento da variação do sinal é aquele causado pela interferência mútua das ondas componentes do campo, a variação é de curta escala no domínio espacial e rápida no domínio temporal. Pode variar de meio a três comprimentos de onda, este é o caso de *fast fading*.

Há ainda o chamado *flat fading* para o caso da resposta com ganho constante e de fase linear sobre a largura da banda, o qual é maior que a banda do sinal transmitido. Ou seja, o *flat fading* ocorre quando a largura da banda do sinal transmitido é menor que a largura da banda de coerência do canal ($B_s < B_c$). O efeito deste tipo de *fading* pode ser sentido pelo decréscimo da relação sinal ruído (*SNR*), uma vez que o sinal é limitado pela largura do canal.

2.3 BANDA DE COERÊNCIA

Enquanto o atraso de propagação é um fenômeno natural causado por caminhos multipercursos e dispersos no canal a largura de banda de coerência B_c é uma relação derivada a partir do valor *RMS* do espalhamento. A largura da banda de coerência é uma medida estatística da gama de frequências sobre as quais o canal pode ser considerado invariante (ou seja, um canal que passa todos os componentes espectrais com ganho aproximadamente igual e fase linear). Em

outras palavras, a largura de banda de coerência é a gama de frequências sobre as quais duas componentes de frequência têm um forte potencial de correlação de amplitude. Dois sinais com separação de frequência maior que B_c são afetadas de forma bastante diferente pelo canal. Se a largura de banda de coerência é definida como a largura de banda sobre a qual a função de correlação de frequência está acima de 0,9, então a largura de banda de coerência é aproximadamente (S.RAPPAPORT, 2018):

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (2.04)$$

Onde σ_t é a variancia.

Se a definição é flexibilizada de modo que a função de correlação de frequência esteja acima de 0,5, então a largura de banda de coerência é aproximadamente:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.05)$$

É importante notar que uma relação exata entre a largura de banda de coerência e o valor *RMS* do atraso é função da resposta específica ao impulso do canal aos sinais aplicados, as equações (2.04) e (2.05) são meras referências. Em geral, técnicas de análise espectral e simulação são necessárias para determinar o impacto exato que o tempo dos caminhos multipercursos tem em um determinado sinal transmitido. Por esse motivo, modelos precisos de canais de multipercursos devem ser usados no design de modems específicos para comunicação sem fio.

2.4 PERDAS DE PERCURSO

Determina a eficácia do canal de comunicação em diferentes ambientes e define a amplitude da variação do sinal ou a intensidade dos campos ao longo da trajetória de propagação entre dois pontos dentro do canal. Em geral a perda de percurso é definida como sendo a diferença logarítmica da amplitude ou intensidade (potência) de dois pontos quaisquer r_1 (ponto de transmissão) e r_2 (ponto de recepção) no caminho de propagação.

A segunda variável de maior influência no canal de radiocomunicação é a relação sinal ruído (SNR ou S/N), gerada, como já mencionado, pelos equipamentos nos pontos de transmissão e recepção e chamado ruído branco. Em decibéis é dado por:

$$SNR = P_R - N_R [dB] \quad (2.06)$$

Sendo P_R a potência no receptor e N_R a potência de ruído também no receptor.

2.5 CARACTERÍSTICAS DA PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO

Em ambientes urbanos densos os sinais de comunicações móveis propagando da estação base (antena) até o usuário móvel ou destes para a estação base, se constitui numa miríade de ondas parciais vindas de diferentes direções, formando o chamado efeito multipercurso. Esse fator contribui para o aumento da probabilidade da ocorrência de *fading* devido ao decréscimo de intensidade do sinal recebido ficando, em algumas situações, impossibilitado de ser detectado. O desempenho de um sistema de comunicação móvel depende

basicamente do ambiente onde se encontra o canal que estará sujeito as flutuações que o sinal irá sofrer em amplitude e fase (LAVANIA et al., 2016).

2.5.1 *Slow fading*

Como mencionado, as variações espaciais lentas do sinal expressas em dB se distribuem obedecendo a distribuição log-normal ou a distribuição de *Gauss*. A FDP (Função Densidade de Probabilidade) das variações do sinal com o correspondente desvio padrão dependem da natureza do terreno, das condições atmosféricas e ionosféricas (GHOSH; SUDIR, 2014).

A FDP é dada por:

$$FDP(p) = \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(p-\bar{p})^2}{2\sigma_L^2}} \quad (2.07)$$

Onde p é a potência máxima da envoltória do sinal recebido e \bar{p} é o valor médio.

A FDA (Função de Distribuição Acumulada), caracteriza como as probabilidades são associadas aos valores ou aos intervalos de valores de uma variável randômica [$F(x) = P(X \leq x)$] e descreve o comportamento desta variável é dada por:

$$FDA(Z) \equiv P_r(p < z) = \int_0^Z FDA(p) dr \quad (2.08)$$

Onde $\bar{p} = \langle p \rangle$ é o valor médio do nível do sinal randômico, p é o valor da potência do sinal recebido $\sigma_L = \langle p^2 - \bar{p}^2 \rangle$ é a variância ou potência média no

domínio do tempo e Z é a margem de *slow fading* que produz o máximo efeito no sinal.

Slow fading ou desvanecimentos lentos são basicamente causados por zonas de sombras de prédios, montanhas ou outros obstáculos entre a estação base de antenas e o receptor (BELLONI, 2004a).

2.5.2 Fast fading

Ocorre se a resposta do canal ao impulso muda rapidamente, ou em outras palavras, o tempo de coerência do canal T_c é menor que o período amostrado do sinal transmitido T , de modo que $T_c \ll T$, sendo T o período do sinal transmitido. Isto causa dispersão de frequência ou *fading* seletivo no tempo, devido ao efeito *Doppler* (BELLONI, 2004a);(OLSEN et al., 2003)

Fast fading ou desvanecimento rápido ocorre principalmente devido a reflexões ou espalhamentos em estruturas locais ou devido ao movimento do usuário em relação ao transmissor.

O sinal recebido é a soma de todos os sinais refletidos ou que sofreram espalhamentos e esta soma de forma construtiva ou destrutiva depende do modo que os ângulos de fase relativos dos sinais se combinam. A relação de fases depende da velocidade do movimento, frequência de transmissão e do comprimento relativo dos percursos dos sinais refletidos.

No caso de situação dinâmica de multipercurso, onde as antenas do receptor/usuário estão em movimento em torno de estruturas próximas a uma estação base de antenas, a variação do sinal espacial resultante pode ser vista sofrendo variações temporais. O sinal recebido pelo móvel em qualquer ponto do espaço consiste de um amplo número de sinais tendo amplitudes, fases, ângulos de chegada e tempo de atraso randomicamente distribuídos. Todas estas características mudam as fases relativas em função da localização no espaço e finalmente causam desvanecimento (*fading*) do sinal no domínio do espaço. No

caso da situação dinâmica, receptor em movimento, o *fading* no receptor móvel ocorre no domínio do tempo (BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, 2014).

O *fading* temporal é associado a mudança aparente da frequência irradiada pela antena transmissora fixa. Estas variações temporais ou variações dinâmicas do tempo de percurso são relativas ao efeito *Doppler* o qual ocorre devido ao movimento relativo entre o usuário e a estação base.

Há várias funções de distribuição de probabilidade que podem ser usadas para descrever o efeito *fast fading* como por exemplo: *Rayleigh*, *Rice*, *Suzuki*, *Gama*, etc., porém a distribuição de *Rice* é a que descreve de forma mais geral o fenômeno em *links* terrestres com visada direta (*line-of-sight* – *LOS*) com espalhamento e difração bem como os *links* sem visada direta (*NLOS*) e forma a base para o entendimento e caracterização do *fading* de *Rayleigh* e por esse motivo será aqui tratada (NOGA; PALCZYNSKA, 2010).

Para estimar a contribuição de cada componente do sinal no receptor em relação ao sinal principal (*LOS*) e o sinal secundário gerado por multipercursos, introduz-se o parâmetro *K* de *Rice* que é a razão entre estas componentes:

$$K = \frac{LOS}{MULTIPERCURSO} \frac{[POTÊNCIA]}{[POTÊNCIA]}$$

(2.09)

A função densidade de probabilidade (FDP) da distribuição de *Rice* para a potência do sinal ou sua envoltória de tensão *p* é definida por (WALK, 2007).

$$FDP(p) = \frac{p}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{p^2 + A^2}{2\sigma^2}\right)} \cdot I_0\left(\frac{A \cdot p}{\sigma^2}\right)$$

(2.10)

Onde A é a máxima tensão ou potência da envoltória, σ é o desvio padrão e I_0 é a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem zero. Então, K que é a relação entre a potência do sinal principal e as componentes de multipercurso pode ser reescrito como:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.11)$$

E a partir da equação (2.11) pode-se escrever:

$$FDP(p) = \frac{p}{\sigma^2} e^{-\frac{p^2}{2\sigma^2}} \cdot e^{-K} I_0\left(\frac{p}{\sigma} \sqrt{2K}\right) \quad (2.12)$$

Usando esta representação da FDP de *Rice* pode-se obter o valor médio (μ_r) e a variância (σ_r^2) em função do parâmetro K , os quais são chamados de parâmetros de *fading*. Então, de acordo com a definição de valor médio e variância tem-se:

$$\mu_r(K) = \int_0^\infty p \cdot FDP(p) dp = [(1 + K)I_0(\sqrt{2K}) + KI_1(K/2)] \quad (2.13)$$

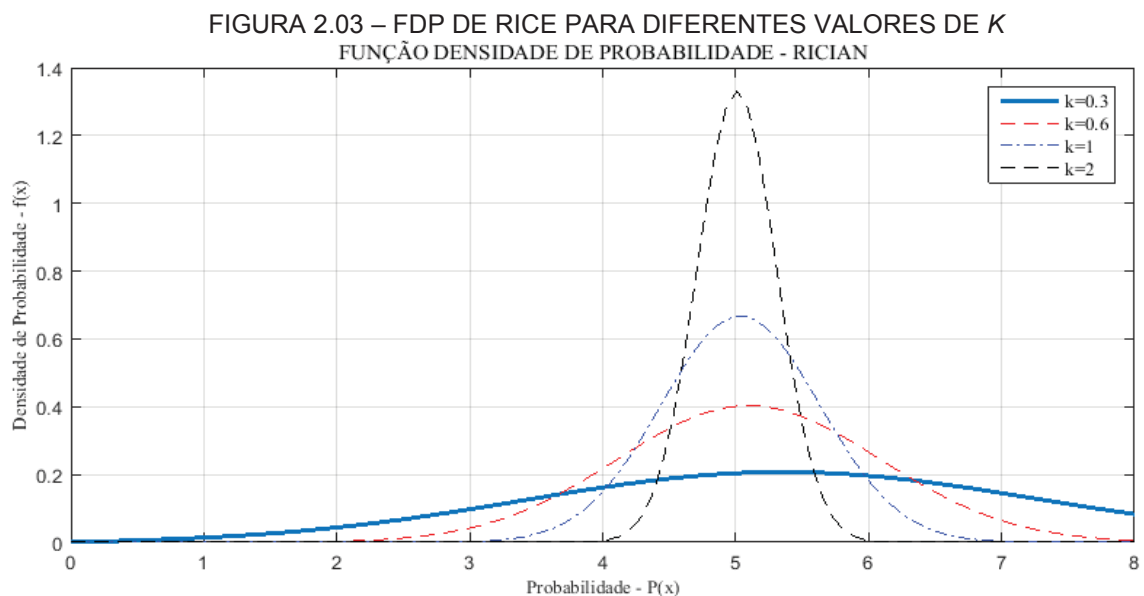
$$\sigma_r^2(K) = \int_0^\infty p^2 \cdot FDP(p) dp = 2(1 + K) - \mu_r^2 \quad (2.14)$$

Onde I_1 é a função modificada de *Bessel* de primeira espécie e primeira ordem.

O pior caso para o canal *fading* é quando $K = 0$, na equação (2.12) o termo $e^{-K} = 1$ e $I_0(0) = 1$. Esta condição de pior cenário, ou seja, quando não há um sinal direto, somente sinais devidos a multipercursos, a FDP de *Rayleigh* é a distribuição que melhor descreve o sinal recebido:

$$FDP(p) = \frac{p}{\sigma^2} e^{-\frac{p^2}{2\sigma^2}} \quad (2.15)$$

Contrariamente, na condição de boa visada entre transmissor e receptor e com a ausência de componentes multipercurso nesta situação $K \rightarrow \infty$ o *fading* de *Rice* assume o formato da FDP *delta de Dirac* descrita pela equação (2.07), e mostrado na FIGURA 2.03 (RAPPAPORT, 2013) (ISKANDER).



FONTE: O autor (2017)

Finalmente, do ponto de vista prático, a média e a variância da distribuição de *Rice* podem ser analisadas para um valor aleatório qualquer, por exemplo, $K < 2$ de acordo com a equação (2.13).

$$\mu_R(K) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{(-1)^n}{(2n-1)!} K^n \quad (2.16)$$

E para $K \geq 2$

$$\mu_r(K) = \sqrt{2K} \left(1 - \frac{1}{4K} + \frac{1}{K^2}\right) \quad (2.17)$$

A mesma aproximação pode ser obtida para a variância a partir da equação (2.14), para $K < 2$.

$$\sigma_R^2(K) = 1 - \left(\frac{\pi}{2} - 1\right) \cdot e^{-\frac{K}{\sqrt{2}}} \quad (2.18)$$

E para $K \geq 2$

$$\sigma_R^2(K) = 1 - \frac{1}{4K} \left(1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{K^2}\right) \quad (2.19)$$

Usando a relação entre FDP e a FDA, (Função de Distribuição Acumulada), pode-se obter a partir da equação (2.15) a FDA de *Rayleigh*:

$$FDA(P) = P.p(p \leq R) = \int_0^R FDP(p)dp = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma_r^2}} \quad (2.20)$$

A partir da equação (2.12) para a FDP de *Rice*, chega-se a uma expressão mais complicada para a FDA devido ao somatório dos n números de termos devido ao multipercurso:

$$FDA(P) = 1 - e^{-\left(K + \frac{p^2}{2\sigma_r^2}\right)} \cdot \sum_{m=0}^n \left(\frac{\sigma_r \sqrt{2K}}{p}\right)^m \cdot I_m\left(\frac{p \sqrt{2K}}{\sigma_r}\right) \quad (2.21)$$

Onde I_m é a função modificada de *Bessel* do primeiro tipo e m –ésima ordem.

A FDA de *Rice* depende do parâmetro K e dos limites da FDA de *Rayleigh* para $K = 0$ e $K \rightarrow \infty$ respectivamente.

A equação (2.21) é difícil de ser analisada analiticamente, entretanto, em termos práticos, é suficiente utilizar o valor de m acima do valor do termo cuja contribuição seja menor que 0,1%, por exemplo, para $K = 2$ a probabilidade de uma interrupção para um *fading* de 14 dB é de 10^{-2} (BANSAL; BLAUNSTEIN, 2004).

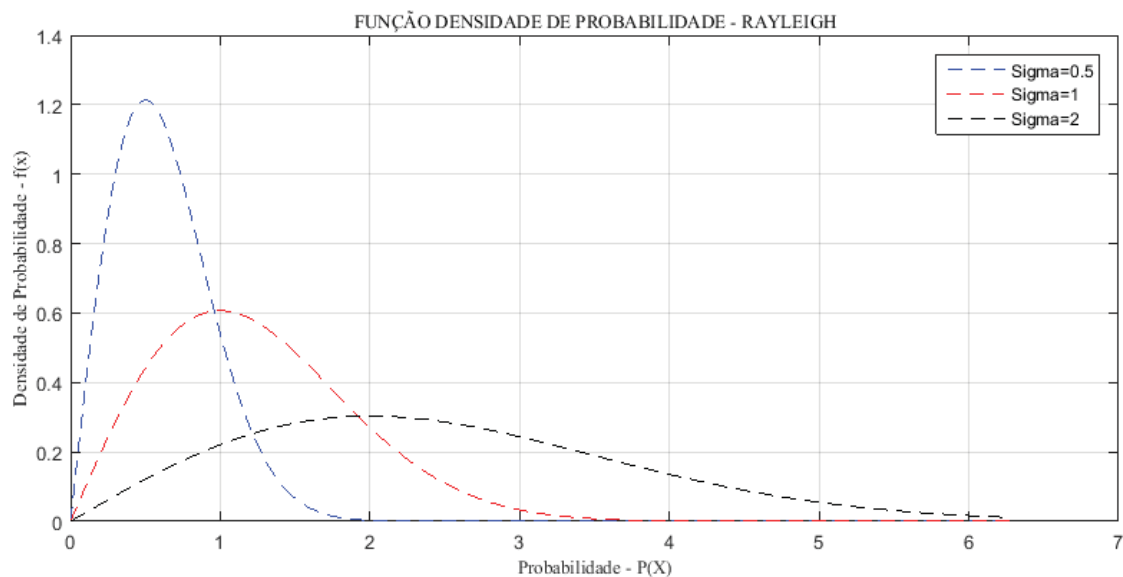
2.5.3 Distribuição de *Rayleigh* - generalizada

É uma função de distribuição de probabilidade contínua que encontra grande aplicação na teoria de telecomunicações para o modelamento do fenômeno de multipercursos para sinais com intenso nível de espalhamento chegando no receptor. A função densidade de probabilidade (FDP) é dado por:

$$f(x) = f(x|\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad (2.22)$$

Onde σ é o fator de escala e define o formato da distribuição. A medida que σ aumenta, aumenta também o peso da cauda (GHOSH; SUDIR, 2014).

FIGURA 2.04 – FDP DE *RAYLEIGH*



FONTE: O autor (2017)

Pela análise da FIGURA 2.04 observa-se que para valores menores de σ a variação de probabilidade da variável randomicamente distribuída ocorre de forma rápida e profunda em consonância com as características encontradas em comunicações móveis em ambientes urbanos densos onde os efeitos de espalhamentos e multipercursos fazem com que o nível do sinal também experimente variações de forma rápida e profunda no receptor.

Uma análise mais detalhada desta distribuição será feita no Capítulo 4, quando for descrito o canal *fading de Rayleigh*.

3 TIPOLOGIA DE FADINGS NO MODELO MULTIPERCURSO

Os efeitos do *fading* de *Rayleigh* no canal dinâmico são prioritariamente sentidos devido ao efeito multipercurso, ao espalhamento do sinal e ao efeito *Doppler*.

3.1 EFEITO DOPPLER

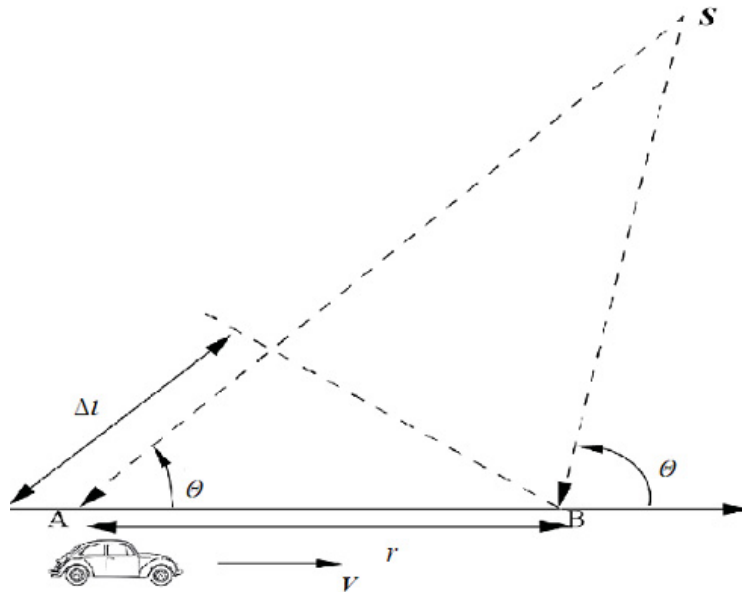
O efeito *Doppler* é a aparente mudança da frequência do sinal causada pela contração/dilatação de tempo quando transmissor e receptor apresentam movimento relativo. Pode ser estudado apenas sobre o ponto de vista da mudança da frequência, porém, em aplicações para a engenharia de comunicações é fundamental saber o quanto essa alteração de frequência altera a forma do sinal, ou seja, quanto afeta o canal de comunicação uma vez que pode adiantar, atrasar, atenuar ou amplificar o sinal de entrada. No canal opera como um fator de mudança aditiva de frequência sobre a largura da banda prejudicando o comportamento deste. Os estudos do efeito *Doppler* sobre comunicações móveis são bastante recentes (TSAKALOZOS et al., 2010).

O efeito *Doppler* produz, portanto, um efeito de dispersão de frequência que gera um incremento de ocupação na largura da banda base, isto é semelhante ao caso de *fading* seletivo no tempo para o sinal recebido e pode variar de forma rápida ou lenta de acordo com o movimento relativo entre transmissor e receptor (WEI, 2014).

Considerando-se um móvel movendo à velocidade constante V ao longo de um percurso de comprimento l entre dois pontos A e B enquanto recebe sinal de uma fonte remota S conforme FIGURA 3.01, a diferença percorrida pela onda vinda da fonte S até o móvel nos pontos A e B é expressa por: $\Delta l = d \cos \theta = V \Delta t \cos \theta$, sendo Δt o tempo que o móvel gasta para se deslocar de A

até B e θ assume-se como sendo o mesmo em ambos os pontos, considerando-se que a fonte S está situada a grande distância.

FIGURA 3.01 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO EFEITO DOPPLER



FONTE: Adaptado de BELLONI, (2004)

A mudança de fase ($\Delta\varphi$) no sinal recebido devido a diferença do comprimento dos caminhos entre os pontos A e B é:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (3.01)$$

A aparente mudança de frequência ou efeito Doppler é dada por:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{dt} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (3.02)$$

Então, o efeito *Doppler* está relacionado à velocidade do móvel e ao ângulo espacial entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda. Se o móvel tem movimento em direção à chegada da onda, o efeito *Doppler* é positivo, isto é, a frequência recebida aparentemente sofre um acréscimo e de forma similar, se o movimento é contrário a chegada da onda, a frequência recebida aparentemente sofre um decréscimo. Também, o multipercurso contribui para o efeito *Doppler* do sinal recebido.

3.2 ESPALHAMENTO *DOPPLER* E TEMPO DE COERÊNCIA

O espalhamento *Doppler* (B_D) é a medida do alargamento espectral causado pela taxa de variação do canal de rádio móvel e é definido como a faixa de frequências sobre as quais o espectro *Doppler* recebido é essencialmente não nulo. Quando um tom ou sinal puro senoidal de frequência f_c é transmitido, o espectro do sinal recebido, chamado de espectro *Doppler*, terá componentes na faixa $(f_c - f_d)$ até $(f_c + f_d)$, onde f_d é o efeito *Doppler*. O valor do alargamento espectral depende, portanto, de f_d que é função da velocidade relativa do móvel e do ângulo θ entre a direção do movimento do móvel e a direção de chegada das ondas dispersas, FIGURA 3.01. Se a largura do sinal da banda base é maior que B_D o efeito do espalhamento *Doppler* não afeta o receptor e este é um canal de *fading* lento.

O tempo de coerência é o dual do *espalhamento Doppler* no domínio do tempo, é usado para caracterizar a natureza variável no tempo da dispersividade da frequência do canal. O espalhamento *Doppler* e *tempo de coerência* são inversamente proporcionais (VAUGHAN; BACH ANDERSEN, 2002).

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (3.03)$$

Onde f_m é o máximo efeito *Doppler*.

O tempo de coerência é uma medida estatística da duração do tempo no qual a resposta do canal é essencialmente invariante e compara a resposta do canal em diferentes tempos, ou seja, o tempo de coerência é a duração de tempo no qual dois sinais recebidos têm forte correlação de amplitude. Se a largura de banda recíproca da banda base do sinal é maior que o tempo de coerência do canal, ele irá variar durante a transmissão do sinal causando distorções no receptor.

Matematicamente o tempo de coerência é definido como o tempo sobre o qual a função de correlação temporal é maior que 0,5, então, o *tempo de coerência* é aproximadamente:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (3.04)$$

Onde f_m é o efeito *Doppler* ($f_m = V/\lambda$). Na prática, a equação (3.03) dá a duração de tempo no qual um sinal com *fading* de *Rayleigh* pode flutuar amplamente e na equação (3.04) a flutuação é mais restritiva.

A definição de tempo de coerência implica, portanto, que dois sinais chegando com separação maior que T_c são afetados diretamente pelo canal (TSAKALOZOS et al., 2010).

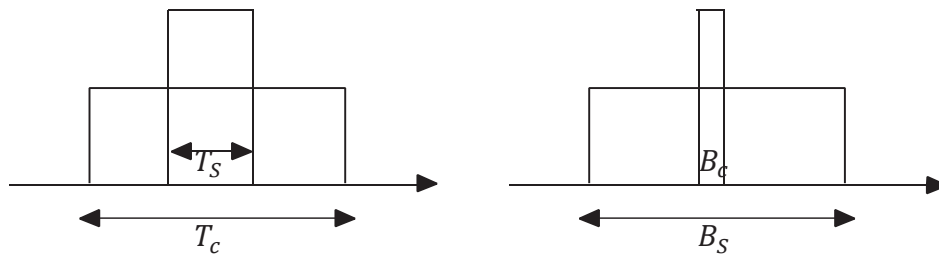
3.3 VARIAÇÕES DO *FADING* E SUAS OCORRÊNCIAS

O desvanecimento do canal ou *fading* pode ocorrer tanto no espaço, no domínio do tempo quanto no domínio da frequência dependendo de o receptor ter ou não movimento relativo ao transmissor.

3.3.1 Canal estático

Neste caso o *fading* é puramente espacial causando interferência construtiva ou destrutiva em um ou vários pontos do espaço em qualquer instante de tempo dependendo da fase relativa dos sinais no receptor. No domínio da frequência não ocorrem mudanças uma vez que ambas as antenas são fixas. Para os diagramas a seguir serão utilizados os seguintes parâmetros de interesse do canal, com a seguinte nomenclatura: largura de banda (B_s), tempo de duração (T_s) em relação ao tempo de coerência (T_c), a banda de coerência (B_c) do canal, (σ_r) variância e (B_D) o espalhamento *Doppler*. Os parâmetros de interesse do canal são mostrados na FIGURA 3.02.

FIGURA 3.02 - COMPARAÇÃO ENTRE O SINAL E OS PARÂMETROS DO CANAL



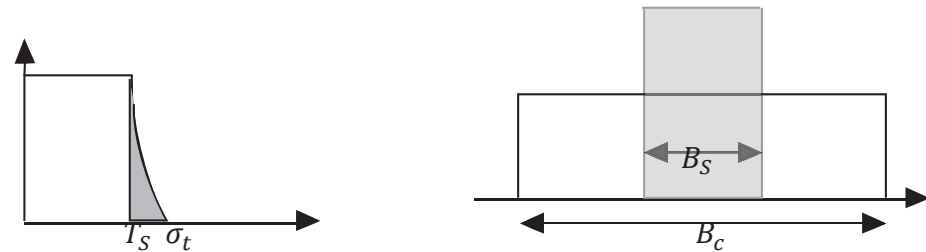
FONTE: Adaptado de BANSAL; BLAUNSTEIN, (2004)

Em canais estáticos podem ocorrer dois tipos de *fading*:

- 1- **FLAT SLOW FADING (FSF)** – Ocorre quando a seguinte relação entre os parâmetros do sinal e do canal se verificam, sendo B_D o espalhamento *Doppler* e σ_r a variância, FIGURA 3.03 (RAPPAPORT, 2013), (BANSAL; BLAUNSTEIN, 2004).

$$T_c \gg T_s; B_D \cong 0 \ll B_s; \sigma_r < T_s; B_c \sim \frac{0,02}{\sigma_r} > B_s$$

(3.05)

FIGURA 3.03 – RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA *FLAT SLOW FADING*

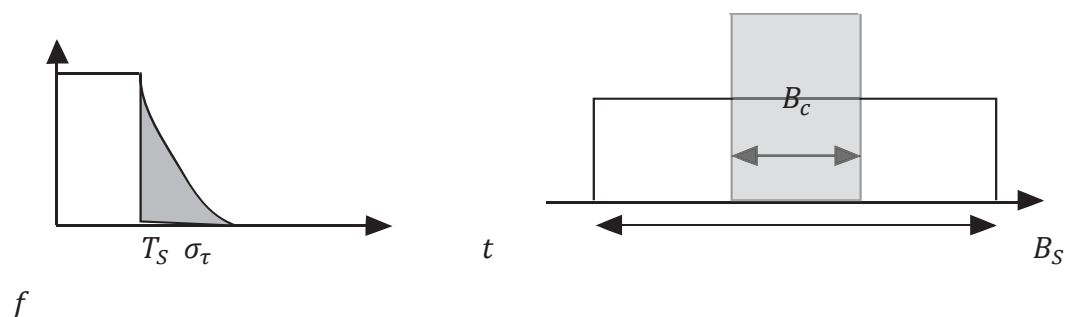
FONTE: Adaptado de BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, (2014), S.RAPPAPORT, (2013)

Nesta situação todas as harmônicas do sinal total são coerentes.

- 2 - *FLAT FAST FADING* (FFF) – Ocorre quando a seguinte relação entre os parâmetros do canal e do sinal se verificam, FIGURA 3.04 (RAPPAPORT, 2013).

$$T_c \gg T_s; B_D \cong 0 \ll B_s; \sigma_r > T_s; B_c < B_s$$

(3.06)

FIGURA 3.04 – RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA *FLAT FAST FADING*

FONTE: Adaptado de S.RAPPAPORT, (2013)

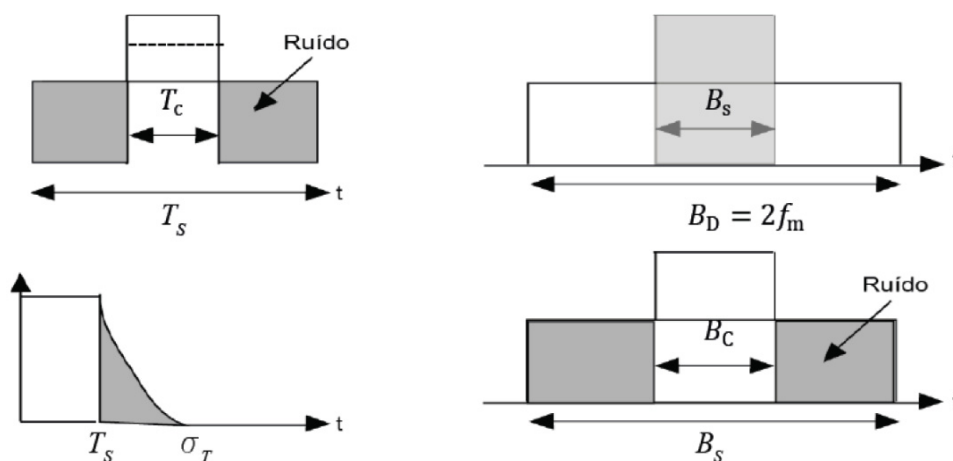
3.3.2 Canal dinâmico

Além das possibilidades de ocorrência equivalentes ao canal estático há duas possibilidades adicionais:

- 1- *FREQUENCY SELETIVE FAST FADING* (FSFF) – Ocorre por dependência da frequência, FIGURA 3.05, nesta situação, acompanhando as relações entre os parâmetros do sinal e do canal tem-se (RAPPAPORT, 2013).

$$T_c < T_s; B_D > B_s; \sigma_r > T_s; B_c < B_s \quad (3.07)$$

FIGURA 3.05 – RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA *FAST FADING* SELETIVO EM FREQUÊNCIA

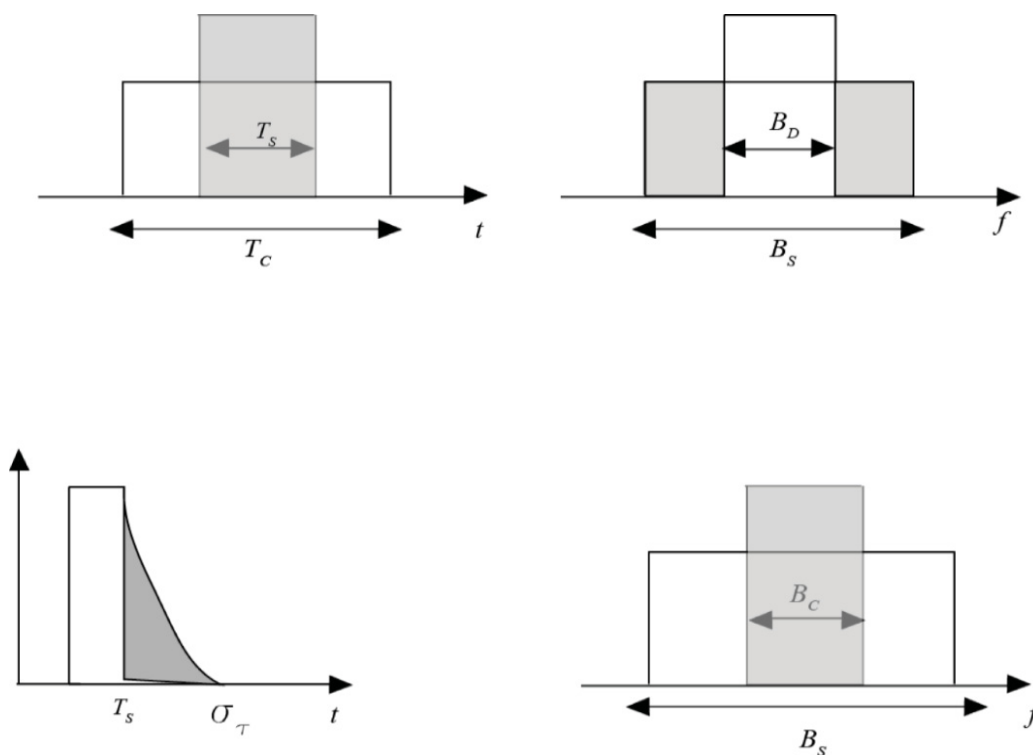


FONTE: Adaptado de BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, (2014),
BANSAL; BLAUNSTEIN, (2004)

2- *FREQUENCY SELETIVE SLOW FADING* (FSSF) – Também depende da frequência, FIGURA 3.06, são válidas as seguintes relações entre parâmetros do canal e sinal (S. RAPPAPORT, 2013).

$$T_c > T_s; B_D < B_s; \sigma_r > T_s; B_c < B_s \quad (3.08)$$

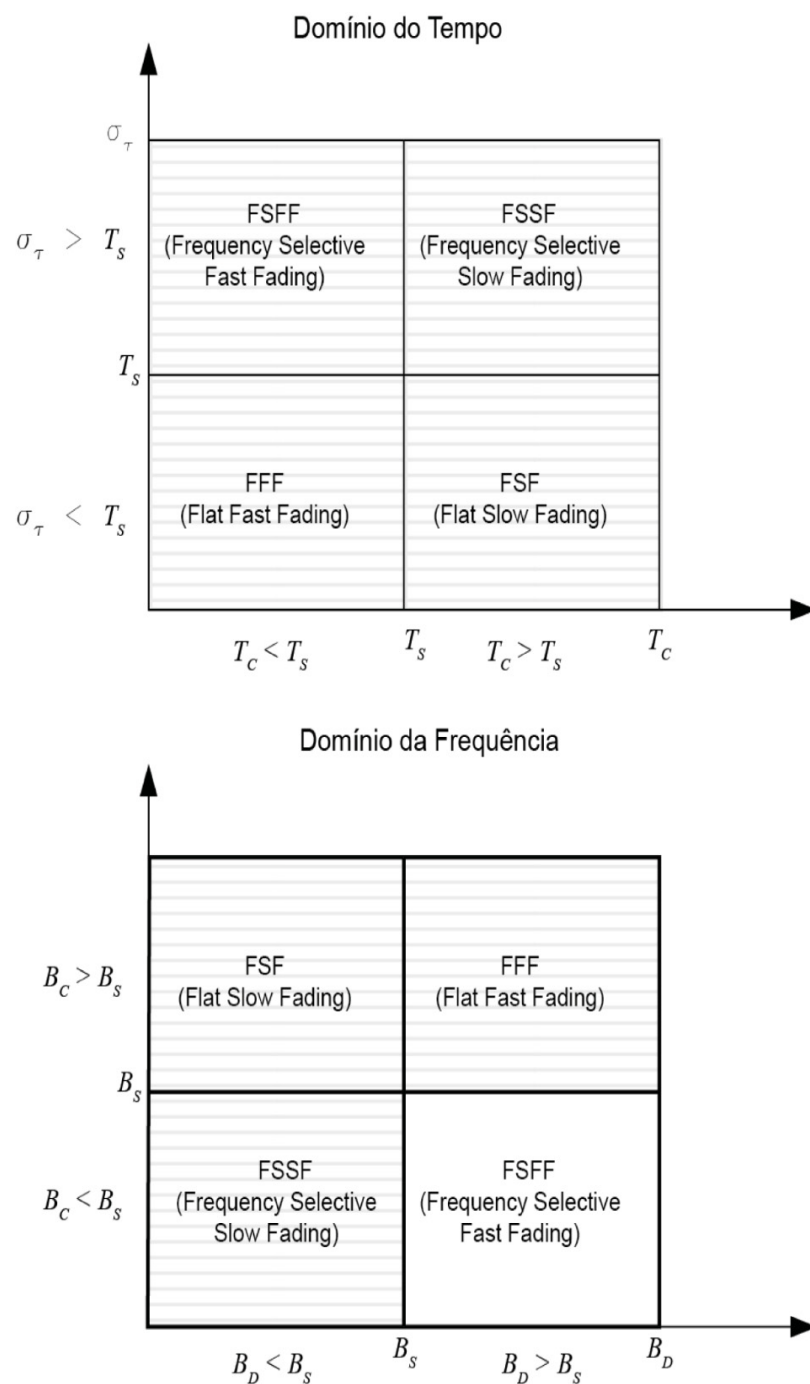
FIGURA 3.06 - RELAÇÃO ENTRE PARÂMETROS PARA *SLOW FADING* SELETIVO EM FREQUÊNCIA



FONTE: Adaptado M. SHEA, (2015)

Com a utilização das relações entre os parâmetros do sinal e as do canal, pode-se, a priori, definir qual mecanismo de *fading* pode ocorrer em um *link* de comunicação sem fio (*wireless*) conforme ilustram os diagramas da FIGURA 3.07 (BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, 2014), (S. RAPPAPORT, 2013) .

FIGURA 3.07 – DIFERENTES TIPOS DE *FADING* DEPENDENDO DA RELAÇÃO ENTRE O SINAL E OS PARÂMETROS DO CANAL



FONTE: Adaptado de S.RAPPAPORT, (2013)

No modelamento do canal de comunicação móvel, que será simulado no capítulo 5, será evidenciado alguns dos parâmetros descritos, principalmente aqueles no domínio da frequência, corroborando os efeitos estabelecidos pela teoria apresentada.

4 METODOLOGIA DO MODELAMENTO

O ambiente em que a simulação, objeto deste trabalho, será implementada, contemplará um meio urbano denso. Porém, uma breve descrição dos demais cenários e dos mecanismos de propagação a eles inerentes será realizada para um melhor entendimento.

4.1 RÁDIOCOMUNICAÇÕES TERRESTRES

O estudo do processo de propagação é de suma importância para o que se pretende neste trabalho pois provê modelos de predição para estimativa de potência requerida para o projeto de um *link* que efetivamente atenda as especificações desejadas. O estudo da propagação também dá indicação das técnicas de recepção para compensar as perdas introduzidas no processo de transmissão no espaço-livre.

O efeito da propagação e as demais perdas do sinal recebido são normalmente chamados de canal. Os modelos de canal de comunicação em espaço-livre podem ser definidos tanto fisicamente quanto estatisticamente. No caso dos modelos físicos, os básicos são: propagação no espaço livre, reflexão, difração e dutos (PRAVIN W.; BADJATE).

Considerando-se a propagação de uma onda percorrendo um ambiente com diversas variações topográficas e morfológicas e baseando-se na descrição das características de perdas de propagação nos caminhos (L) tem-se as possibilidades usuais a seguir caracterizadas (BELLONI, 2004b).

4.1.2 Caracterização do terreno

A classificação da configuração do tipo de terreno é um estágio de fundamental importância na construção de um modelo de propagação sobre a superfície e na predição da atenuação do sinal dentro de cada canal específico. Pode-se categorizar basicamente as seguintes classificações de terrenos.

- Superfície plana
- Superfície com curvatura suave
- Terrenos montanhosos
- Montanhas

As áreas com construções podem ser classificadas como:

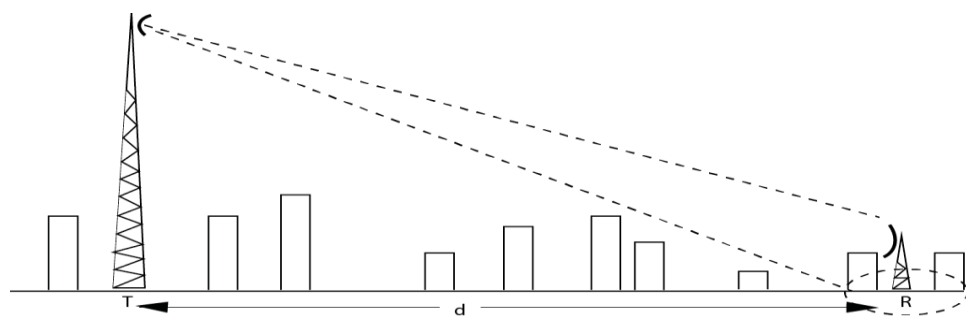
- Áreas rurais
- Área residencial mista
- Áreas suburbanas
- Áreas urbanas

Nas áreas urbanas deve ser considerada a posição e distribuição das edificações em relação ao usuário ou ao receptor, dimensão das edificações bem como sua densidade na área sob análise. Também se considera a topografia do terreno da região e a presença de vegetação.

Com base nestas características e parâmetros, pode-se classificar diversos tipos de terrenos pela análise topográfica e morfológica para o desenvolvimento de cada projeto e predição de cobertura, considerando que a característica mais importante do canal de propagação é a localização ou a posição de ambas as antenas em relação aos obstáculos ao seu redor. Três possibilidades básicas são possíveis:

- Ambas as antenas, transmissoras e receptoras, estão colocadas acima de qualquer um dos obstáculos, neste caso normalmente estão colocadas sobre edifícios, ou morros.

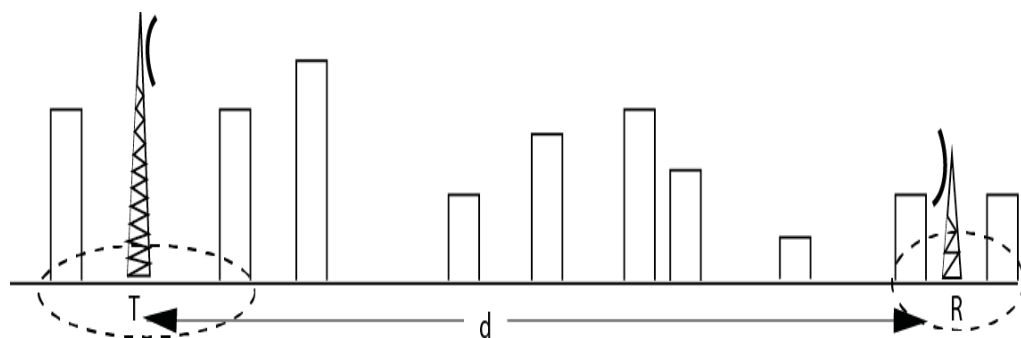
FIGURA 4.01.a - POSIÇÃO RELATIVA DAS ANTENAS EM RELAÇÃO AOS OBSTÁCULOS



FONTE: Adaptado de BELLONI F., (2004)

- Uma das antenas está posicionada acima dos obstáculos e a outra não.

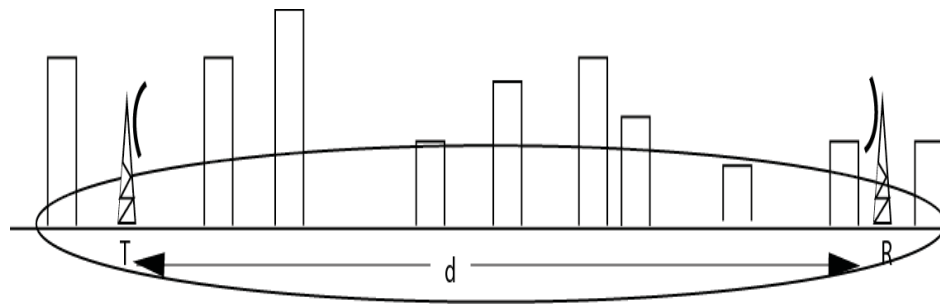
FIGURA 4.01.b - POSIÇÃO RELATIVA DAS ANTENAS EM RELAÇÃO AOS OBSTÁCULOS



FONTE: Adaptado de BELLONI F., (2004)

- Ambas as antenas estão a um nível abaixo dos obstáculos.

FIGURA 4.01.c - POSIÇÃO RELATIVA DAS ANTENAS EM RELAÇÃO AOS OBSTÁCULOS



FONTE: O Adaptado de BELLONI F., (2004)

Na primeira situação as antenas estão com visibilidade direta. Nas últimas duas condições uma ou as duas antenas estão em condições de obstrução. Em quaisquer dos casos, o perfil da superfície do terreno é de fundamental importância e pode variar de uma superfície plana a uma superfície geograficamente acidentada. Em ambientes urbanos a distribuição de edificações assume caráter de suma relevância na análise morfológica.

Dependendo do número de obstruções (difrações/espalhamentos) nas proximidades das antenas, o ângulo de chegada do sinal total no receptor irá se espalhar de forma dramática, em ângulos de grande abertura. Uma das possibilidades de mitigar o efeito é o uso de diversidade espacial. Então para as antenas na configuração da situação (a) anterior onde há poucas obstruções nas proximidades da antena do usuário, o espalhamento angular será de alguns poucos graus, na situação (b) o espalhamento angular pode ser superior a 10 graus. Na condição (c) o espalhamento angular pode alcançar 360 graus (ASHRAF ZEESHAN, 2015).

4.2 COMUNICAÇÕES MÓVEIS – REDES SEM FIO

O principal problema em comunicações fixas ou móveis, *outdoor* ou *indoor* é o fator adicional de ruído, o qual tem dois aspectos principais:

a-) O aumento ou diminuição de intensidade do sinal originado por *fadings* causados pela propagação multipercurso, taxas de atraso (*SD*) e efeito *Doppler*.

b-) Interferência de ruído co-canal causado pela interferência de informações transmitidas por diferentes usuários localizados na mesma área de serviço e envolvidos em múltiplos acessos de comunicação em tempo real.

Ambos os fenômenos físicos degradam o grau de serviço (*GoS*), a qualidade do serviço (*QoS*), a capacidade do fluxo de dados e a eficiência das redes de comunicação.

Diversos métodos foram desenvolvidos com o propósito de eliminar ou minimizar estes fatores geradores de ruído. Esses métodos são baseados em filtros de processamento de sinais e nas chamadas *adaptive antennas* ou antenas inteligentes, as quais têm capacidade de se adaptarem ao ambiente do canal de comunicação no qual operam, tanto para comunicações analógicas ou digitais (PRAVIN W.; BADJATE).

Será discutido neste trabalho apenas os problemas ligados ao serviço multi acesso que trata de um grande número de usuários simultaneamente e ocorre no domínio do tempo, frequência ou código.

4.3 MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO

Um sinal RF se propaga em um meio urbano denso basicamente, de acordo com 4 mecanismos (WEI, 2014):

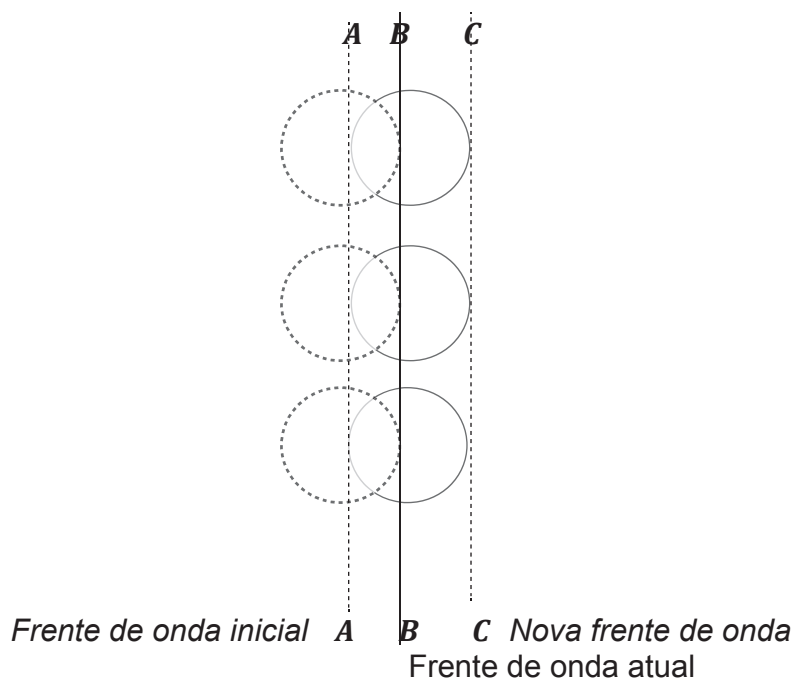
- REFLEXÃO – Ocorre quando o sinal encontra uma superfície suficientemente grande (larga) em relação ao comprimento de onda do sinal.
- ESPALHAMENTO EM PEQUENOS OBSTÁCULOS Ocorre quando a onda plana incide sobre um objeto com dimensões aproximadamente igual ao comprimento de onda e a energia é redirecionada em várias direções.
- DIFRAÇÃO EM BORDAS – Acontece de acordo com o princípio de *Huygens*, quando há um obstáculo impenetrável entre as antenas transmissora e receptora maior que o comprimento de onda. Ondas secundárias são geradas. Com o aumento da frequência as ondas se difratam menos e adquirem um comportamento semelhante a um sinal de luz (BELLONI, 2004b).
- PENETRAÇÃO – Adicionalmente a difração, a penetração em objetos ou obstruções poderá também gerar multipercursos na recepção.

Estes efeitos somados levam a múltiplas cópias do sinal transmitido que podem chegar ao receptor com diferenças de tempo e de fase. A diferença de fase pode ser construtiva ou destrutiva gerando ganhos do sinal ou perdas que variam de maneira rápida e profunda. A relação sinal ruído (*SNR*), quando a relação de fases tem caráter destrutivo, irá decrescer tornando a recepção mais difícil e decresce também devido a geração da chamada interferência *inter symbol (ISI)* que ocorre quando uma ou mais cópias do sinal chegam em tempos diferentes no receptor em relação ao sinal principal.

4.4 PRINCÍPIO DE *HUYGENS*

De acordo com o princípio de *Huygens* cada ponto de uma superfície S pode ser tomado como sendo uma fonte elementar de uma onda esférica. Matematicamente o conceito do princípio de *Huygens* pode ser explicado com a utilização da função de *Green* (BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, 2014).

FIGURA 4.02 – GEOMETRIA DE UM RAIOS DE ONDA PLANA PELO PRINCÍPIO DE *HUYGENS* NO ESPAÇO LIVRE



FONTE: Adaptado de ENDERS, (2009)

No exterior da superfície, para um meio homogêneo, como por exemplo o espaço livre, o princípio de *Huygens* tem uma clara explicação física. Para uma frente de ondas emitida por um ponto fonte original, cada elemento da frente de ondas pode ser considerado como sendo um ponto secundário da fonte original. As envoltórias das ondas emitidas por essas fontes secundárias formam a nova frente de ondas subsequente. Esse princípio forma a base da teoria da difração

(MARK; MARION, 1995). Neste caso, cada onda esférica elementar atua criando uma fonte virtual e pode ser representada por uma linha reta chamada frente de ondas, FIGURA 4.02. Então o fenômeno de propagação de uma onda de rádio ou eletromagnética é similar a propagação de um raio de luz na ótica (SANTO; JOHN DE, 2012).

4.5 EFEITO DE OBSTUÇÕES

A existência de obstruções ao longo do caminho de propagação causa perdas adicionais. Quando há um obstáculo entre o transmissor e o receptor este pode ser modelado como um gume-de-faca e nele ocorrerão perdas de potência da onda transmitida, perdas por difração, que podem ser analiticamente obtidas através da *integral complexa de Fresnel* baseada no princípio de *Huygens*.(LEE, 2014) (FENG et al., 2006)

O campo total da onda, após sofrer difração no obstáculo, pode ser expresso como:

$$E_{TOTAL} = E_0 \hat{D} e^{j\Delta\varphi} \quad (4.01)$$

Onde E_0 é a onda incidente vinda do transmissor localizado no espaço livre, \hat{D} é o coeficiente de difração e $\Delta\varphi$ é a diferença de fase entre a onda difratada e a onda direta. O objetivo principal em questão é obter os parâmetros \hat{D} e $\Delta\varphi$ utilizando um método analítico e determinístico baseado na *integral complexa de Fresnel*:

$$F_v = \int_0^v e^{-j(\frac{\pi}{2}v'^2)} dv' = -F - (v) \quad (4.02)$$

Onde v é o parâmetro de *Fresnel*.

Para estimar o efeito da difração, ao redor das obstruções, é necessária uma medida quantitativa da liberação do raio do feixe incidente sobre o obstáculo, que pode ser obtida analiticamente em termos das zonas de *Fresnel*. Este princípio é utilizado nos estudos de predição de cobertura (HASSAN S. et al., 2014).

Com relação a difração, o raio da seção transversal de qualquer elipsoide N a uma distância r_0 e $r'_0 = r - r_0$ é definido em termos do parâmetro N (número da zona de *Fresnel*), e é dado por:

$$h_n = \sqrt{\frac{N\lambda r_0 r'_0}{(r_0 + r'_0)}} \quad (4.03)$$

A integral de *Fresnel*, equação (4.02), dá o efeito cumulativo da difração das primeiras n -zonas geradas pela obstrução, o parâmetro v , que aparece na equação é dado por:

$$v_n = h_n \sqrt{\frac{2(r_0 + r'_0)}{\lambda r_0 r'_0}} = \sqrt{2N} \quad (4.04)$$

Isto é, o parâmetro de difração v aumenta com o número N das zonas de *Fresnel*.

O volume do elipsoide $N = 1$ é a primeira zona de *Fresnel*. A contribuição total, no receptor, dos campos relativos as n -zonas de *Fresnel* resulta numa análise complicada de interferências.

Se, por exemplo, algum obstáculo que possa ser modelado como gume-de-faca, estiver no percurso entre o transmissor e o receptor a distância r_0 e r'_0 respectivamente, o parâmetro de *Fresnel* (v) é dado por:

$$v = h \sqrt{\frac{2(r_0 + r'_0)}{\lambda r_0 r'_0}} = 2 \sqrt{\frac{\Delta r}{\lambda}} \quad (4.05)$$

A diferença de fase $\Delta\varphi$ entre o raio direto e o raio difratado é dada por:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (4.06)$$

obtida pela diferença entre as distâncias percorridas Δr (HUM VICTOR; SEAN).

4.6 ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO MULTIPERCURSO

Para um sinal transmitido na forma $ae^{i2\pi f_0 t}$ sendo a a amplitude e f_0 a frequência de transmissão, o sinal recebido após sofrer os efeitos das interferências devidas aos multipercursos é dado por:

$$s_r(t) = \sum_{n=1}^{n=N} \beta_n(t) e^{i2\pi f_0 (t - \tau_n(t))} \quad (4.07)$$

Onde n representa cada um dos percursos número de percursos, $\beta_n(t)$ é a atenuação nos n – ésimos percursos e $\tau_n(t)$ é o tempo de atraso no percurso n . Então, conforme a equação (4.07), a atenuação e o atraso dos n – ésimos percursos é função do tempo. A função de transferência, que é a equação do ganho ou resposta, da função multipercurso para um valor determinado de f_0 é dada por (WREDE; SPIEGEL, 2002):

$$S_r(f_0, t) = \sum_{n=1}^{n=N} \beta_n(t) e^{-i2\pi f_0 \tau_n(t)} \quad (4.08)$$

E para um valor qualquer de f a função de transferência representa a forma do canal variante no tempo:

$$S(f, t) = \sum_{n=1}^{n=N} \beta_n(t) e^{-i2\pi f \tau_n(t)} \quad (4.09)$$

A função impulso para o canal variante no tempo é obtida a partir da equação (4.09) por integração em coordenadas polares e é dada por (PRADHAN; MURTHY):

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^N \beta_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (4.10)$$

O tratamento matemático acima descreve as variações impostas ao canal ao longo do tempo pelos efeitos de espalhamento, difração e reflexão considerando todos os multipercursos gerados no *link* e é uma das bases do modelo que será simulado.

O *fading* devido ao multipercurso ocorre em função da difração em dois ou mais pontos separados por uma distância r_s , que é menor que a distância entre as antenas e os pontos de espalhamento, então as duas antenas têm visada direta desses pontos na mesma direção. A diferença de fase entre as ondas incidentes nas antenas pode ser apresentada da seguinte forma:

$$\varphi = -kr \sin \theta \quad (4.11)$$

A partir da expressão geral do canal variante no tempo, equação 4.09, a correlação entre os sinais, assumindo que a amplitude de cada um após sofrer espalhamento é não correlacionada e dada por:

$$\rho_{12}(r) = \int_0^{2\pi} p(\theta) e^{jkr \sin \theta} d\theta \quad (4.12)$$

Onde $p(\theta)$ é a *função densidade de probabilidade* (FDP) da variável randômica θ . Esta expressão pode ser usada para uma grande variedade de situações, desde que uma distribuição de $p(\theta)$ possa ser encontrada.

Observa-se que a equação (4.12) é a *transformada de Fourier* entre $p(\theta)$ e $\rho_{12}(r)$, então há uma relação inversa entre a largura destas duas funções: uma distribuição angular estreita depois de múltiplos espalhamentos irá produzir uma diminuição lenta na correção com o espaçamento da antena, fator que limita o uso da diversidade em espaço, inversamente, em um ambiente com espalhamento significativo nas proximidades da antena e com grande distribuição angular, irá produzir um decréscimo na correlação de espaçamento das antenas; nesta situação se $r \rightarrow 0$ a correlação entre os elementos da antena será alto.

Em muitos casos de comunicação móvel para móvel, a distribuição angular do sinal após múltiplos espalhamentos em obstáculos é uniformemente distribuída entre $[0, 2\pi]$ com $p(\theta) = 1/2\pi$. Nesta situação, da equação (4.12), tem-se após sua resolução:

$$\rho(r) = J_0\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right) \quad (4.13)$$

A solução acima é obtida em termos da função de *Bessel* de ordem zero.

Ainda, com base na FIGURA 4.01 –(c), na comunicação entre uma antena fixa e um usuário móvel a distribuição angular do espalhamento, na antena fixa, pode ser muito diferente daquele da antena móvel. Nas situações retratadas nas FIGURAS 4.01-(a) e 4.01-(b) com o espalhamento ocorrendo a uma distância r da antena fixa, em um círculo com centro na antena móvel, utiliza-se a seguinte expressão:

$$\rho(r) = J_0\left(\frac{2\pi r}{\lambda} \cos\theta\right) J_0\left(\frac{\pi r}{\lambda} \left(\frac{r_s}{r}\right)^2 \sqrt{1 - \frac{3}{4} \sin^2\theta}\right) \quad (4.14)$$

Onde θ é o ângulo de espalhamento com direção da antena fixa para o círculo ou anéis de espalhamento.

Da análise das equações (4.13) e (4.14), observa-se que no segundo caso, fixo para móvel, o espaçamento r requerido entre as antenas é maior que aquele entre comunicação móvel para móvel (BLAUSTEIN; CHRISTODOULOU, 2014) (ALEXANDRO; SIMOM., 2007).

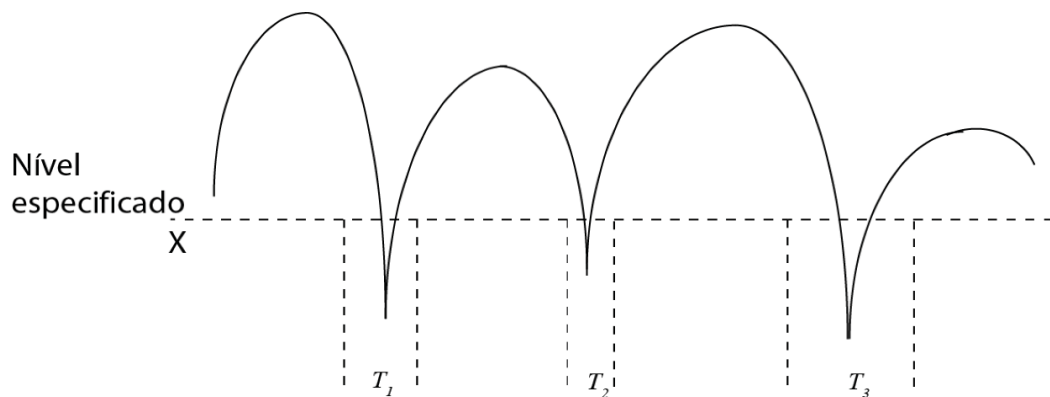
4.7 PARÂMETROS ESTATÍSTICOS DO *FADING*

Em situações reais de comunicações móveis, nas quais as situações dinâmicas do canal são mais realísticas, devido ao movimento do receptor ou do transmissor, a amplitude da envoltória do canal *fading* varia (FIGURA 4.03). Em ambientes urbanos, por exemplo, a taxa de *fading* e a amplitude da envoltória são função do tempo. Então, para o projeto de redes sem fio é de suma importância a obtenção quantitativa da taxa de ocorrência de *fadings* em qualquer profundidade e a média de duração destes abaixo de uma profundidade ou nível definido, valor normalmente chamado de sensibilidade ou *threshold* de entrada do receptor.

Há dois importantes parâmetros estatísticos para o sinal fading: o *Level Crossing Rate (LCR)* e o *Average Fade Duration (AFD)*, que é a duração média do

fading, estes parâmetros são usualmente utilizados no projeto de *links* móveis e podem ser definidos como mostrado na FIGURA 4.03. O *LCR* para qualquer *threshold* (nível de sensibilidade do receptor) é definido como a taxa esperada na qual a envoltória do sinal ultrapassa o nível especificado no sentido positivo ou negativo.

FIGURA 4.03 – PARÂMETROS ESTATÍSTICOS *LCR* E *AFD* DO SINAL *FADING*



FONTE: Adaptado de HADZI-VELKOV et al., (2008)

Para calcular a taxa esperada, é necessário ter informação sobre a FDP específica do nível X e da inclinação da envoltória da curva $\vartheta(t)$. $\vartheta'(t) = d\vartheta/dt$, isto é, são necessárias ambas as informações sobre a FDP (X, ϑ') . O mesmo pode ser feito para o *AFD* que é o período médio de tempo para o qual a envoltória do sinal recebido está abaixo de um *threshold* específico X (HADZI-VELKOV et al., 2008).

4.8 DESCRIÇÃO MATEMÁTICA DO *LCR*, CANAL *FADING* DE *RAYLEIGH*

Em termos de função densidade de probabilidade (FDP) o *LCR* é definido como sendo a taxa esperada na qual a envoltória do sinal *fading* de *Rayleigh* normalizada para o valor médio quadrático (rms) do nível do sinal ultrapassa o

nível especificado X no sentido positivo. O número de vezes por segundo que este nível ultrapassa o *LCR* (*Level Crossing Rate*) N_X é dado pela seguinte equação (MOLISH, 2006),(JAKES, 1984):

$$N_X = \int_0^\infty \vartheta' \cdot FDP(X, \vartheta') d\vartheta' = \sqrt{2\pi} f_m \zeta e^{-\zeta^2} \quad (4.15)$$

Onde $f_m = V/\lambda$ é a máxima frequência do efeito *Doppler* e, sendo $\sqrt{2} \cdot \sigma_r$ de acordo com a distribuição de *Rayleigh*, o valor *rms* e σ a variância:

$$\zeta = \frac{X}{\sqrt{2}\sigma_r} \equiv \frac{X}{rms} \quad (4.16)$$

Sendo ζ o valor especificado do nível X normalizado da amplitude *rms* no ponto.

Como f_m é função da velocidade V , o valor de N_X também depende deste parâmetro. Para *fadings* profundos de *Rayleigh* há poucas variações entre o nível máximo e mínimo, a taxa máxima ocorre em $\zeta = 1/\sqrt{2}$, ou seja, a um nível 3 dB abaixo do valor *rms* (MOLISH, 2006).

4.9 CANAL *FADING* DE RICE

Neste caso o número de níveis de amplitude do sinal que ultrapassam o nível de referência por segundo (*LCR*), N_X , é obtido por (TEPEDELENLIOUGLU, 2001):

$$N_X = \int_0^\infty r' \cdot FDP(X, r') dr' = \frac{2X\sqrt{2\zeta}}{\pi^2 K(0)} e^{-(X^2 + \rho^2)K(0)} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cosh\left(\frac{2X\rho \cos\alpha}{K(0)}\right) \cdot [e^{-\xi\rho \sin\alpha} + \sqrt{\pi}\xi\rho \sin\alpha Q(\xi\rho \sin\alpha)] d\alpha$$

(4.17)

Onde X é o nível de entrada do receptor, $\rho \equiv |y(t)| = [K/(K+1)]^{1/2}$ é a amplitude (potência) da componente do sinal direto (LOS) ou principal, $Q(\omega)$ é a função erro, dada por:

$$Q(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{x=\omega}^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

(4.18)

$\zeta = -\frac{1}{2}K''(0) - I_m[K(0)]^2/2K(0)$ e $\xi = \{\omega_D \cos\alpha_0 - I_m[K'(0)]/K_0\}/\sqrt{2\zeta}$ e as funções $K(0)$, $K'(0)$ e $K''(0)$ são definidas por:

$$K(0) = \frac{1}{K+1}$$

$$K'(0) = -\frac{i\omega_D}{K+1} \left[\frac{\cos\theta \cdot I_1(K)}{I_0(K)} \right]$$

$$K''(0) = \frac{\omega_D^2}{2(K+1)} \left[1 + \frac{\cos 2\theta \cdot I_2(K)}{I_0(K)} \right]$$

Sendo $I_n(K)$, $n = 1, 2, 3, \dots$ a função modificada de Bessel do primeiro tipo e n -ésima ordem, K é a largura do feixe de ondas chegando e θ é o ângulo entre a direção média do espalhamento e a direção do receptor móvel.

A equação (4.18) é uma expressão geral para a envoltória *LCR* (*level crossing rate*) e contém a equação (4.15) como um caso particular que é o *fading* de *Rayleigh*, usualmente utilizado para estimar o efeito *Doppler* numa estimativa através do *LCR* (VAUGHAN; BACH ANDERSEN, 2002).

4.10 TEMPO MÉDIO DE DURAÇÃO DO *FADING* (*TFD*)

Matematicamente o *AFD* (*Average Fade Duration*) $\langle \Gamma \rangle$ é definido como a média do período para o qual o sinal recebido está abaixo de um nível especificado X . A relação com *LCR* é dada por:

$$\langle \Gamma \rangle = \frac{1}{N_X} FDA(X)$$

(4.19)

Sendo FDA a probabilidade do sinal recebido $R_x(t)$ não exceder o nível especificado X .

$$FDA(X) \equiv P_r(R_x \leq X) = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^n T_i$$

(4.20)

Onde T_i é a duração do desvanecimento e T o intervalo de tempo da ocorrência, conforme mostra a FIGURA 4.03.

4.10.1 *Fading* de Rayleigh

De acordo com a FDA de *Rayleigh* definida pela equação (2.18) e a FDP de *Rayleigh* definida pela equação (2.20) a duração média do *fading* (*AFD*) pode ser expressa de acordo com a equação (4.17) em função de Γ (*Average Fade Duration*) e f_m (máximo efeito *Doppler*) em termos de valores médio quadrático (*rms*):

$$\langle \Gamma \rangle = \frac{e^{\zeta^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_m \zeta} \quad (4.21)$$

Onde $\zeta = -\frac{1}{2}K''(0) - I_m[K(0)]^2/2K(0)$ conforme descrito em 4.9.

É de fundamental importância determinar a taxa na qual o sinal de entrada dentro de um *link* de comunicação móvel cai abaixo do nível determinado X e por quanto tempo ele permanece abaixo deste nível. Com esta informação pode se determinar a relação sinal ruído (*SNR*) durante o *fading* e ainda se determinar, para o instante, a taxa de erro de *bits* transmitidos (*BER*). Ou seja, conhecendo a duração média do sinal *fade* pode se determinar aproximadamente o número de bits transmitido que será perdido durante o tempo de ocorrência do *fading*. O *LCR* e *AFD* dependem primariamente da velocidade do usuário móvel (TEPEDELENLIOUGLU, 2001).

4.11 *BER – Bit Error Rate*

Bit error rate (BER) é um parâmetro chave usado em sistemas que transmitem dados digitais de um ponto a outro. É aplicado em *links* de rádio, *ethernet* e sistemas de dados de fibra ótica. Quando um dado é transmitido através de um *link* há a possibilidade de ser introduzidos erros no sistema, ou

seja, a integridade do sistema pode ser comprometida. Faz-se necessário uma análise de desempenho e a taxa *BER* provê uma forma ideal de se fazer esta análise, pois alcança integralmente o sistema incluindo transmissor, receptor e o meio entre eles (DONG, 2013).

4.11.1 Probabilidade de Erro Devido ao Ruído Branco – AWGN

O sinal recebido y é dado por $y = x + n$ para x variando dentro dos valores da banda do canal $(-W/2 \text{ a } +W/2)$, $n \sim \mathcal{H}(0, \sigma^2)$ ou $n \sim \mathcal{H}(\sigma^2, 0)$, conforme seja a parte real ou imaginária e sendo σ^2 a variância e $\sigma^2 = N_0$. Onde N_0 é a densidade espectral de ruído por *BIT* ou a potência de ruído em 1 Hz da largura da banda dado em dB. A parte real do sinal recebido fica então $y_{real} = x + n_{real}$ como n_{real} é a metade do valor do sinal complexo recebido $n_{real} \sim \mathcal{H}(0, \sigma^2/2) = \mathcal{H}(0, N_0/2)$, sendo \mathcal{H} a função que relaciona o valor do sinal real recebido. Como em modulação *PSK*, que será usada no modelamento, a variação de fases se dá em 180° para a transição de 0 para 1 e vice-versa $d_{min} = 2W$ (W sendo a largura da banda do canal) e d_{min} é a distância entre quaisquer dois sinais modulados. Finalmente, definindo $\gamma_b = E_b/N_0$ como sendo a relação sinal ruído por *BIT*. Com estas definições chega-se a (MEGHADADI, 2008):

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_0} = \frac{W^2}{N_0} = \frac{d_{min}^2}{4N_0}$$

(4.22)

Então a probabilidade de erro por *BIT* pode ser calculada a partir da FDP de *Rayleigh*:

$$P_b = P(n > W) = \int_W^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2/2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2/2}}$$

(4.23)

Para efeitos de simplificação seja: $\zeta(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ então:

$$P_b = \zeta\left(\sqrt{\frac{d_{min}^2}{2N_0}}\right) = \zeta\left(\frac{d_{min}}{\sqrt{2N_0}}\right) = \zeta(\sqrt{2\gamma_b})$$

(4.24)

Esta equação, modela o ruído branco (*AWGN*) introduzido na recepção com modulação *PSK* (*Phase Shift Keying*).

4.11.2 Probabilidade de Erro no Canal *Fading* de *Rayleigh*

No modelo do canal de *Rayleigh* as partes real e imaginária ($hpb_{n,m}$), resposta ao impulso, são modeladas de forma independente e identicamente Gaussianamente distribuídas com variância σ^2 . Para o vetor $G_{m,n} = [R_{real} \ R_{imag}]^T$, randomicamente distribuído, associado ao coeficiente complexo $hpb_{n,m}$ para qualquer valor arbitrário de m e n , como as variáveis R_{real} e R_{imag} são independentes e com mesma variância, a Função Densidade de Probabilidade conjunta do vetor R , de acordo com a distribuição de *Rayleigh* é representada por (DONG, 2013):

$$P_{G_{m,n}}(R_{real}, R_{imag}) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} e^{\frac{-R_{real}^2 - R_{imag}^2}{2\sigma_n^2}}$$

(4.25)

Que é a representação do canal *fading* de *Rayleigh* com a parte real e imaginária do sinal.

A Função Densidade de Probabilidade da variável randômica para a distribuição de *Rayleigh* é dada por $R = \sqrt{R_{real}^2 + R_{imag}^2}$ onde R_{real} e R_{imag} são identicamente distribuídos, tem-se então:

$$P_{Gm,n}(R) = \frac{R}{\sigma_n^2} e^{-\frac{|R|^2}{2\sigma_n^2}} \quad (4.26)$$

Para análise da taxa de erros (*BER*) pode-se tratar isoladamente cada *BIT*, 0 (P_0) ou 1 (Q_0) considerando a densidade espectral de ruído por *BIT* (N_0). Analogamente, seja a variável randômica U dada por $U = \sqrt{P_0^2 + Q_0^2}$, a Função Densidade de Probabilidade de *Rayleigh* será dada por:

$$P_U(p, q) = \frac{2u}{N_0 W} e^{-\frac{|u|^2}{N_0 W}} \quad (4.27)$$

Como P_0 e Q_0 podem ser tratados como identicamente distribuídos

$$P_U(u) = \frac{2u}{2uN_0W} e^{-\frac{u}{N_0W}} = \frac{1}{N_0W} e^{-\frac{u}{N_0W}} \quad (4.28)$$

Para a variável randômica contínua tem-se:

$$P(U > H) = \int_U P(U > H|H = h)f_H(h)dh$$

(4.30)

Onde $f_H(h)$ é a resposta ao impulso. Assumindo que $[\alpha \ 0]$ representa o nível binário 0 e $[0 \ \alpha]$ representa o nível 1, então:

$$P(U > H) = \int_U P(U > h) \frac{1}{2\sigma^2\alpha^2 + N_0W} e^{-\frac{h}{2\sigma^2\alpha^2 + N_0W}} du$$

(4.31)

$$P(U > h) = \int_0^\infty \frac{1}{N_0W} e^{-\frac{u}{N_0W}} du = e^{-\frac{h}{N_0W}}$$

(4.32)

Finalmente, para $P(U > H)$ tem -se:

$$P(U > H) = \int_U P(U > h)f_H(h)du$$

$$P(U > H) = \int_U e^{-\frac{h}{N_0W}} \cdot \frac{1}{2\sigma^2\alpha^2 + N_0W} e^{-\frac{h}{2\sigma^2\alpha^2 + N_0W}} dh$$

$$P(U > H) = \frac{1}{2 + \frac{2\sigma^2\alpha^2}{N_0W}}$$

(4.33)

Esses resultados serão devidamente simulados.

4.12 O FILTRO *FIR* (*Finite Impulse Response*)

Filtros são um dos elementos mais importantes em sistemas de comunicações. Primariamente os filtros digitais são responsáveis pelo cancelamento ou remoção de ruídos dentro do canal. Também são utilizados nas mais diversas áreas como medicina, astrofísica, ótica, acústica, etc.

Em um filtro digital tanto a entrada quanta a saída são sinais digitais ou sequências discretas, são sistemas linearmente invariantes no tempo (*LTI*) e se caracterizam pela resposta ao impulso unitário $[h(n)]$. A implementação é altamente flexível, apresentam mínima ou desprezível interferência de ruído ou quaisquer outros efeitos sobre o circuito. Um filtro *FIR* passa banda é usado para permitir a passagem de uma frequência específica e do sinal resultante podem ser extraídas as informações desejadas, bem como reduzir o ruído na faixa de frequência especificada, amplifica-la, equaliza-la, etc. (PATEL et al., 2013).

4.12.1 Estrutura do Filtro *FIR*

5

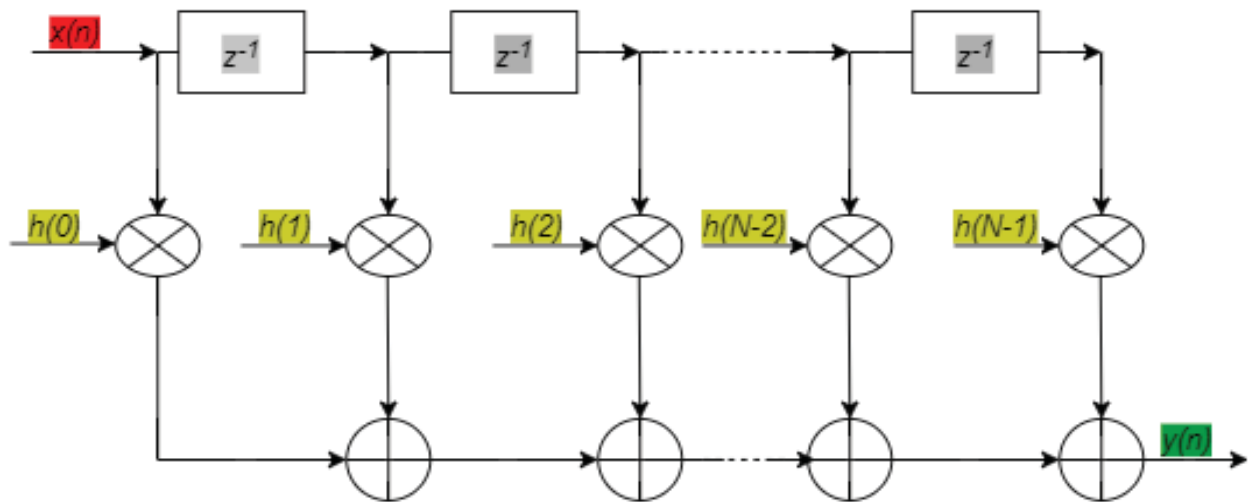
Um filtro *FIR* consiste de elementos multiplicadores, somadores e elementos de atraso que formam a saída. A equação para um filtro de ordem N pode ser representada por:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H(n)x(n-k) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k)$$

(4.34)

Sendo $y(n)$ o sinal de saída ou resposta, $H(n)$ os coeficientes do filtro e k a ordem. Um diagrama de blocos do filtro *FIR* é mostrado na FIGURA 4.04.

FIGURA 4.04 – DIAGRAMA BLOCOS FILTRO *FIR* DE ORDEM k - FASE LINEAR



FONTE: Adaptado de PATEL et al., (2013)

Pelo diagrama da FIGURA 4.04, o sinal de saída pode ser expresso no domínio do tempo (sinal discreto) fazendo-se a convolução do sinal de entrada $x(n)$ e a resposta ao impulso $h(n)$.

$$Y(n) = x(n) * h(n) \quad (4.35)$$

O sinal de saída assume a forma:

$$Y(n) = x(0) * h(n) + x(1) * h(n - 1) + x(2)h(n - 2) + \dots + x(n) * h(0) \quad (4.36)$$

Na equação (4.34), o coeficiente b_k é igual aos sucessivos valores de $h(n)$, resposta ao impulso. A função de transferência do sistema é dada por:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k}$$

(4.37)

Sendo que $H(z)$ é um polinômio de z^{-1} onde todos os polos estão na origem do plano Z (ROYCHOWDHURY, 2002) (LEANDRO; GIDEON V., 2016).

4.13 PROCEDIMENTOS

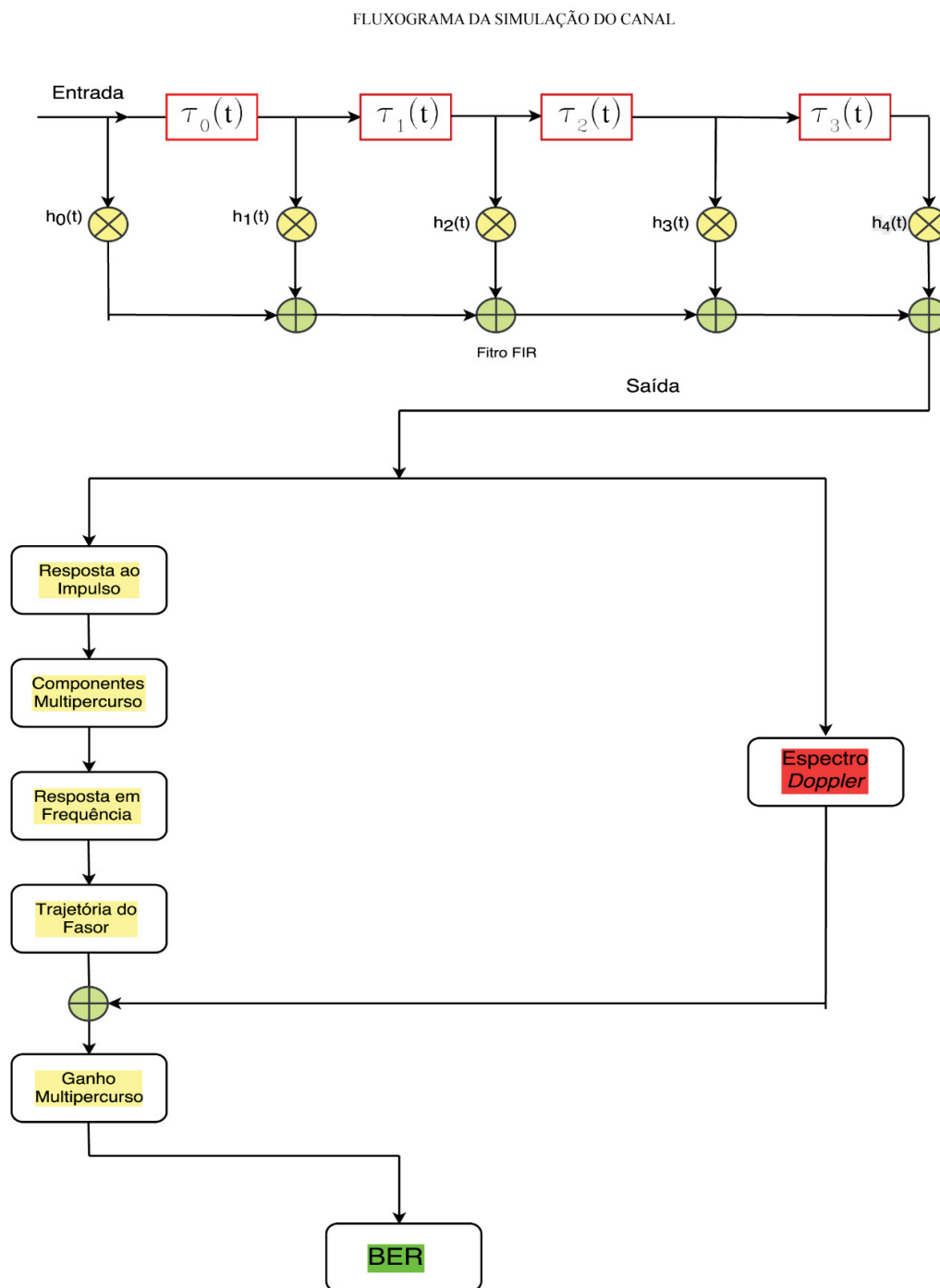
Definidos os parâmetros de interesse que caracterizam a comunicação móvel em meio urbano denso como:

- Efeito *Fading*;
- Distribuição estatística que melhor modela;
- Equação do canal variante no tempo, equação (4.09);
- A expressão da correlação entre sinais, equação (4.12);
- Ambiente de propagação;
- Ruídos;
- Perdas de propagação;
- Perdas do espaço livre;
- Princípio de *Huygens*;
- Efeito *Doppler*;
- Espalhamento *Doppler* e tempo de coerência;
- Parâmetros estatísticos do *Fading*;
- Filtro *FIR*.

Pode-se levar a termo um modelo geral que contemple todos os efeitos da transmissão e recepção, este será modelado no próximo capítulo e constitui o objetivo principal deste trabalho. Primeiramente será feita a validação do modelo matemático e posteriormente com a utilização do filtro *FIR* utilizado como canal, serão descritos os resultados do efeito *fading* propriamente.

A metodologia geral do modelamento do canal está descrita no fluxograma da FIGURA 4.05

FIGURA 4.05 – FLUXOGRAMA DA RESPOSTA DO CANAL



FONTE: O autor (2018)

O sinal passante pelo canal (filtro *FIR*) é composto pelo sinal gerado pela antena e pelos sinais multipercursos considerando todas as perdas e todos os tipos de ruídos e interferências introduzidos no processo de propagação além do efeito *Doppler* devido ao movimento do usuário. Como a resposta do filtro a cada um dos sinais multipercursos é primariamente o impulso com os respectivos tempos de atraso, o espectro *Doppler* é separado.

A somatória das variáveis devidas a propagação com o efeito *Doppler* resulta no ganho total da propagação multipercurso e pode-se, então, determinar o modelo para a taxa de perdas da informação transmitida ou taxa de erros (*BER*) do *link* no receptor.

5 ESTUDO E MODELAMENTO DE UM CANAL FADING SOB EFEITO DE SINAIS MULTIPERCURSOS UTILIZANDO DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH E FILTROS FIR.

5.1 MOTIVAÇÃO

O objetivo desta simulação é a aplicação dos procedimentos e da descrição matemática bem como das especificações de um canal *fading* usando o modelo de *Rayleigh* que conforme descrito nos capítulos anteriores é a distribuição estatística que melhor representa o fenômeno (*fading*) em situações onde há ocorrência de multipercursos ou intensos níveis de reflexões e espalhamentos causando rápidas e profundas variações no nível do sinal chegando ao receptor. Com base nestas características, o canal de comunicação é simulado usando um filtro *FIR* (*Finite Impulse Response*) e modulação PSK (*Phase Shift Keying*) implementado no software *MATLAB*. No modelo será considerado o efeito *Doppler* gerado pela movimentação do usuário bem como a adição de ruído gaussiano branco (*AWGN*) ao canal e os efeitos causados pela propagação multipercurso.

5.2 DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH

Como descrito no Capítulo 2, esta é uma função de distribuição de probabilidade contínua que encontra grande aplicação na teoria de telecomunicações para o modelamento do fenômeno de multipercursos para sinais com intenso nível de espalhamento chegando no receptor. Transcrevendo a função densidade de probabilidade da distribuição (equação 2.20):

$$f(x) = f(x|\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2}$$

(5.01)

Onde σ é a variância e, também representa o fator de escala para a função bem como define o formato da distribuição. A representação gráfica da Função Densidade de Probabilidade é apresentada na FIGURA 2.04, página 31.

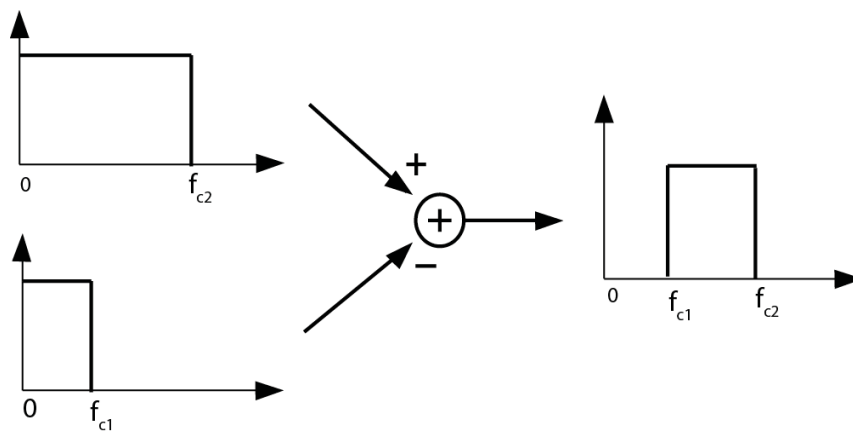
5.3 O FILTRO *FIR* (*FINITE IMPULSE RESPONSE*)

Para simulação do canal fading será utilizado um filtro *FIR*, com largura de banda passante de 6.0 MHz. A característica principal deste filtro, digitalmente implementado, é a resposta ao impulso que depois de um tempo determinado se torna nula e executa a filtragem de frequências seletivas no domínio do tempo.

Um filtro digital é a implementação de um algoritmo matemático que opera sobre um sinal $x[n]$ gerando como saída um sinal $y[n]$, como vantagem desse tipo de filtro tem-se a perfeita fase linear e a independência de componentes de circuitos físicos o que faz com que a resposta não seja influenciada por mudanças de temperatura, umidade ou qualquer outra condição ambiental. A resposta em frequência pode ser facilmente modificada com alterações de *software* e, ainda, podem ser implementados para uma ampla gama de variações de frequências (LEANDRO; GIDEON V., 2016).

Uma forma usual de obtenção de um filtro passa-banda ideal é utilizar dois filtros passa baixa, como mostra a FIGURA 5.01.

FIGURA 5.01 – FILTRO PASSA BANDA IDEAL - COMPOSIÇÃO

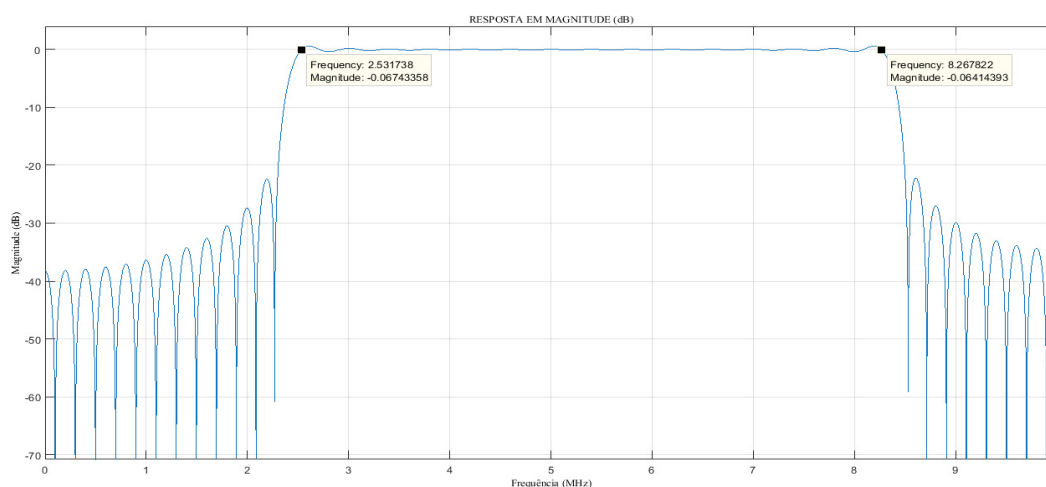


FONTE: Adaptado de LEANDRO; GIDEON V., (2016)

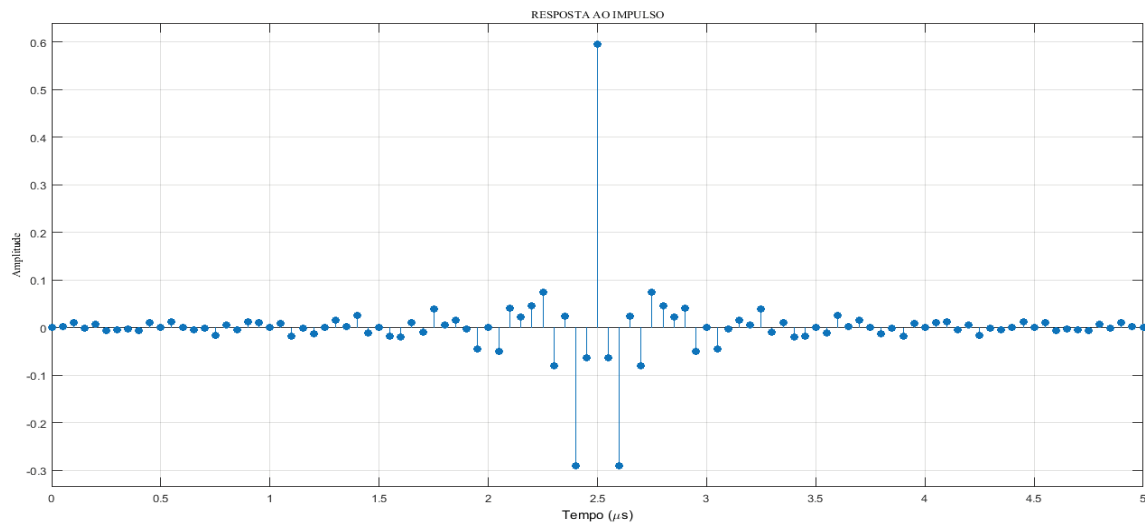
Especificou-se o filtro de ordem 110, de forma a garantir a linearidade da banda passante, a frequência de corte inferior f_{c1} foi fixada em 2,4 MHz e frequência de corte superior f_{c2} em 8,4 MHz. Os valores de corte (f_{c1} e f_{c2}) poderiam assumir quaisquer outros valores desde que garantissem a largura da banda de 6,0 MHz. A atenuação mínima foi especificada em -20 dB.

A resposta em magnitude do filtro obtido é mostrada na FIGURA 5.02 e a resposta ao impulso é mostrada na FIGURA 5.03. A resposta do espectro de ruído está mostrados na FIGURA 5.04.

FIGURA 5.02 – FILTRO PASSA BANDA IDEAL



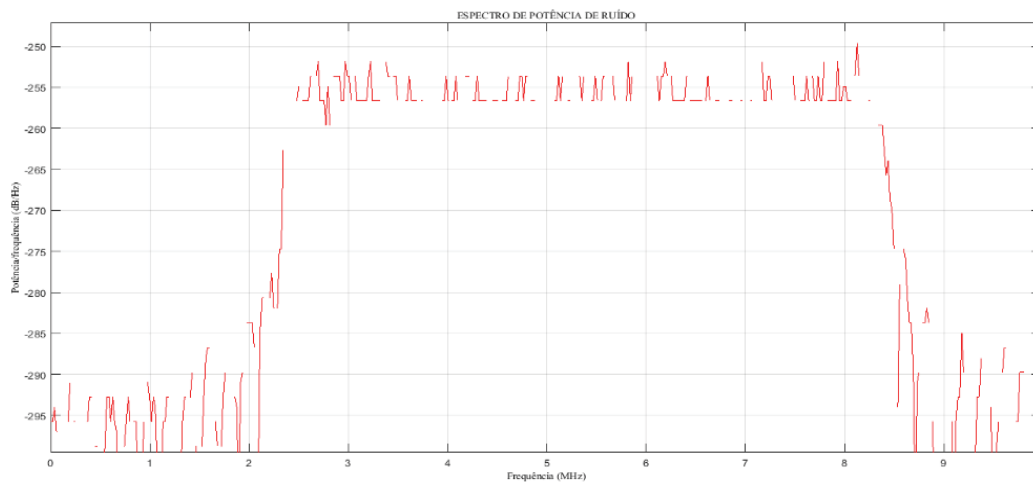
FONTE: O autor (2018)

FIGURA 5.03 – RESPOSTA AO IMPULSO - $h(n)$ 

FONTE: O autor (2018)

A resposta ao impulso unitário é obtida fazendo-se $x[n] = \delta(n)$, sendo $\delta(n)$ a função impulso unitário. Assim, a resposta ao impulso é o conjunto dos coeficientes do filtro (b_i) e $h[n] = \sum_{i=0}^N b_i \delta[n - i]$, para $n = 0, 1, 2, \dots, N$.

FIGURA 5.04 – ESPECTRO DE RUÍDO



FONTE: O autor (2018)

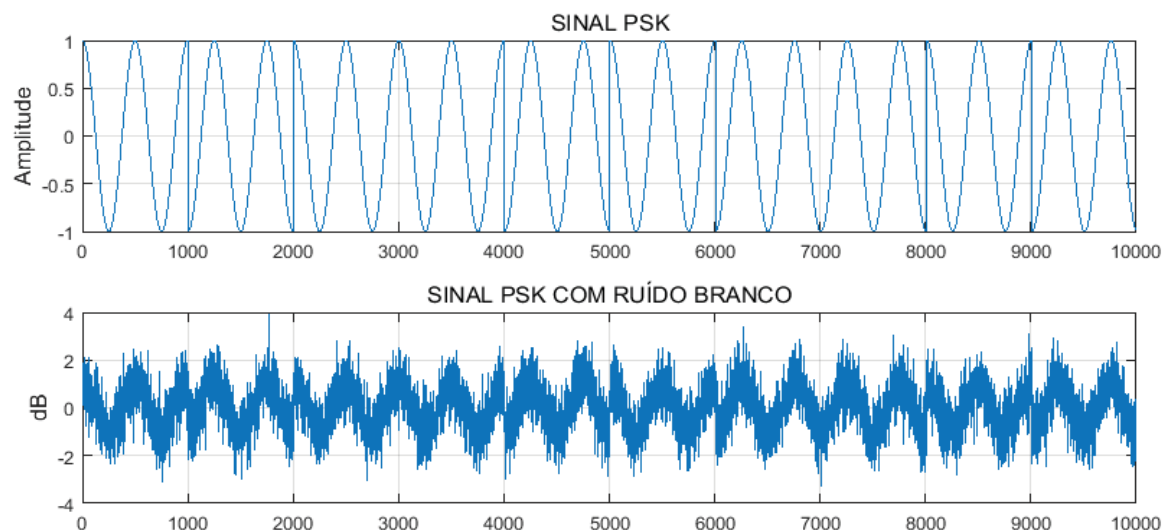
Na FIGURA 5.04 vê-se, conforme anteriormente afirmado, que o filtro digital não introduz ruídos que possam perturbar o canal.

5.4 O MODULADOR/DEMODULADOR PSK

Em transmissão digital cada *bit* é representado como um pulso de duração de 0 a T_b , sendo T_b o tempo de duração do *bit*. Quando um sinal PSK é transmitido através de um canal, a ele é adicionado ruído branco AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) que será detectado no receptor. Este ruído é uniformemente distribuído na banda, por isso chamado de ruído branco, é inerente ao sistema de transmissão, ocorre principalmente devido a temperatura (conforme equação 2.02 página 21) e interações de origem eletromagnéticas nos componentes do circuito transmissor.

Uma típica amostra da fase de um sinal PSK, considerando para efeito de melhor visualização, um *stream* de 10.000 pulsos transmitido bem como o ruído branco (AWGN) gerado é simulado na FIGURA 5.05.

FIGURA 5.05 – SINAL PSK x RUÍDO BRANCO (AWGN)

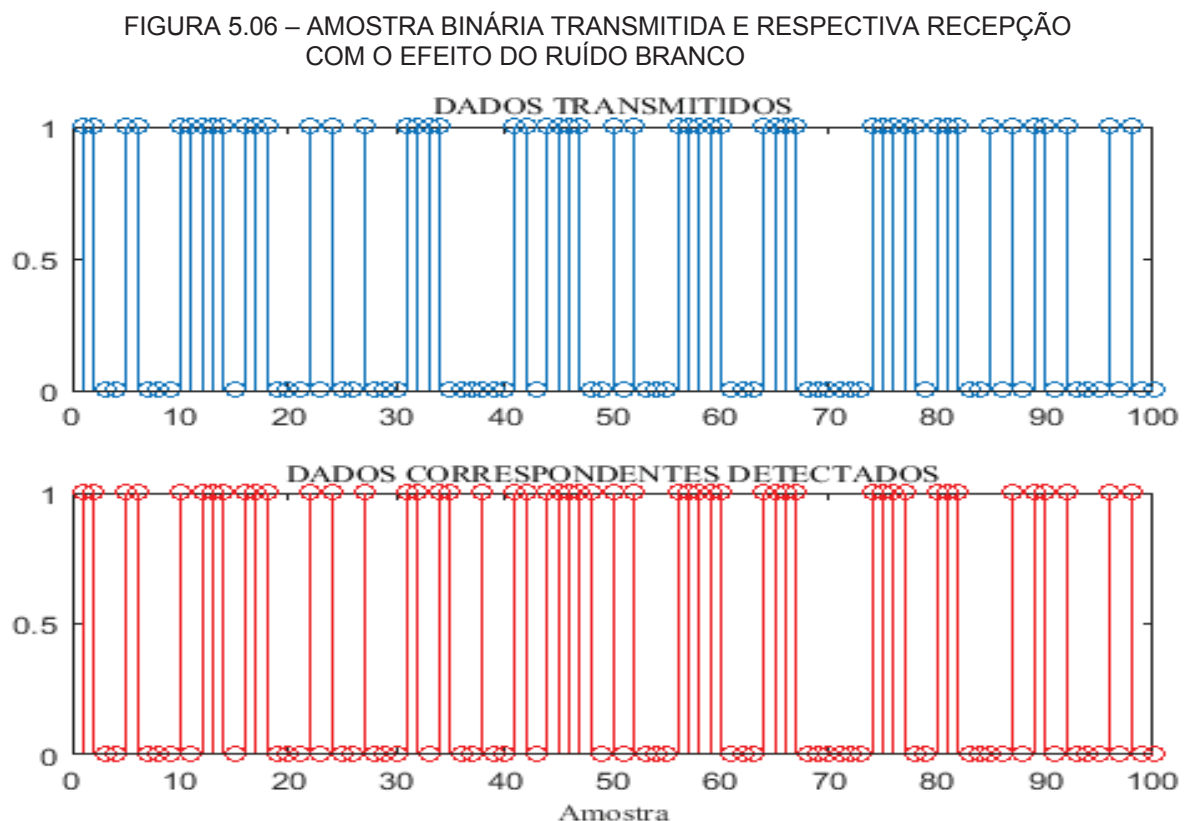


FONTE: O autor (2018)

Este ruído branco, uniformemente distribuído ao longo da banda do canal, foi simulado considerando uma temperatura de 290°K (17°C), (conforme estipulado

na equação 2.02), é uma primeira fonte de perda da qualidade do sinal e da confiabilidade da precisão dos dados transmitidos e detectados pelo receptor. Está-se considerando o ruído gerado apenas no aparato transmissor admitindo que o sinal detectado é medido na entrada da antena transmissora antes de passar pelos equipamentos de recepção que também irão gerar nível semelhante de ruído e sem sofrer os efeitos da propagação. Uma análise complementar será feita quando da análise da taxa de erros *BER* (*Bit Error Rate*) considerando o efeito *fading* de *Rayleigh* como um todo.

Para análise de erros introduzidos pelo efeito do ruído branco, na FIGURA 5.06, vê-se a correlação de cada bit com tempo de duração T_b de um *stream* da amostra transmitida e a amostra detectada.



FONTE: O autor (2018)

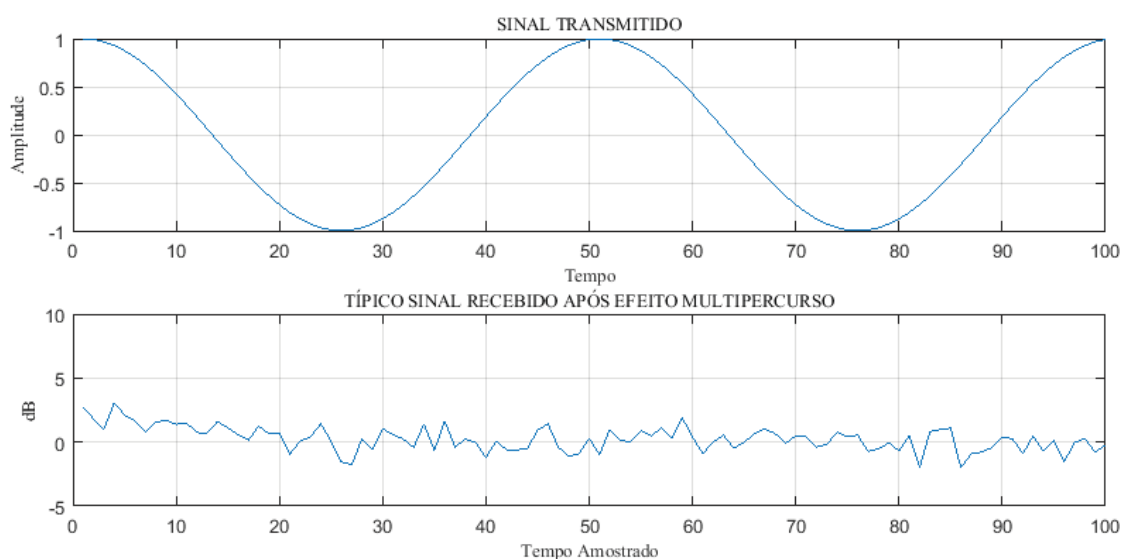
Para esta análise considerou-se, para efeito de visualização gráfica, apenas um *stream* de 100 amostras do sinal transmitido. Como se observa, já ocorre uma

pequena degradação no sinal recebido ou detectado nesta fase. Analiticamente esse erro pode ser determinado pela equação (4.24), página 61.

5.5 MODELO MULTIPERCURSO – MODELAMENTO E SIMULAÇÃO MATEMÁTICA

A partir da equação geral do canal variante no tempo (equação (4.09), página 52), quando se simula o comportamento de um sinal recebido após sofrer a interferência de três multipercursos e considerando-se, portanto, somente o efeito das interferências causadas pelo multipercurso individualizado, obtém-se o resultado mostrado na FIGURA 5.07 que mostra a degradação do sinal recebido.

FIGURA 5.07 – EFEITO DA DEGRADAÇÃO CAUSADA POR MULTIPERCURSOS

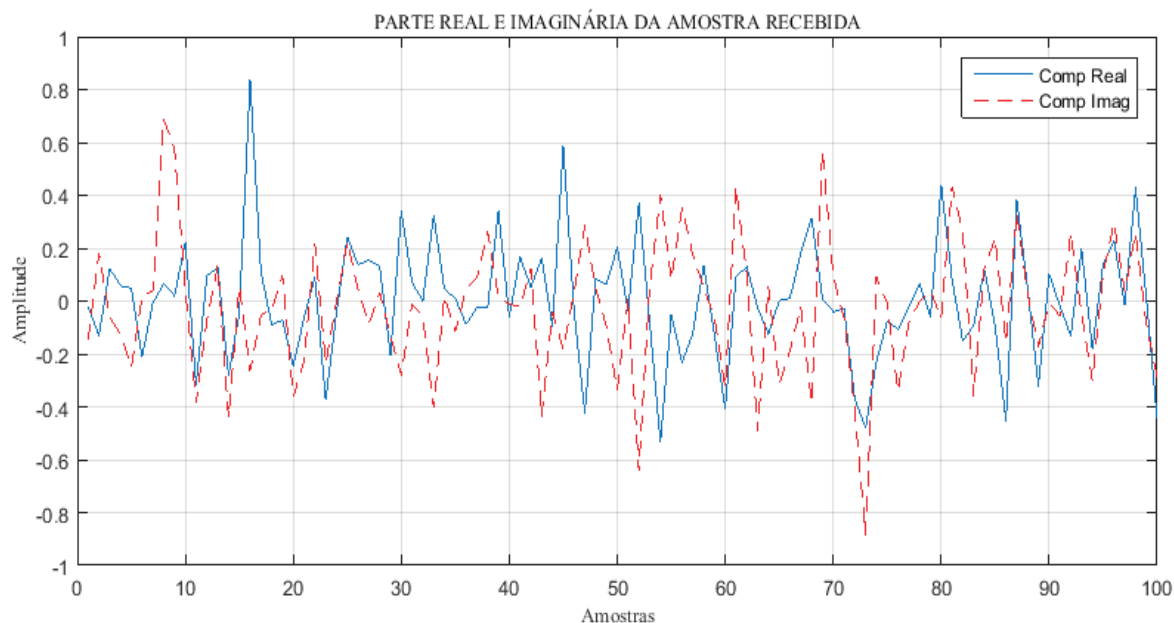


FONTE: O autor (2018)

O sinal transmitido é um sinal senoidal de amplitude e fase bem definidas, após sofrer reflexões e espalhamentos ao longo do percurso, aqui considerados 3 multipercursos, chega ao receptor degradado como mostrado.

A decomposição em parte real e imaginária do sinal amostrado recebido após sofrer os efeitos do multipercurso é mostrado na FIGURA 5.08.

FIGURA 5.08 – DECOMPOSIÇÃO DA PARTE REAL E IMAGINÁRIA DO SINAL RECEBIDO

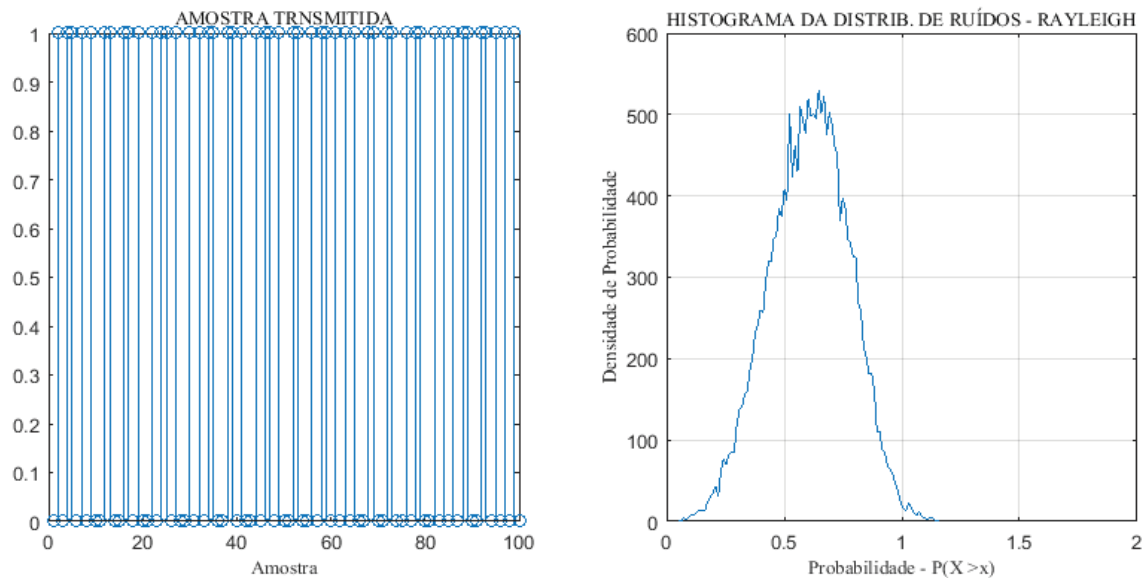


FONTE: O autor (2017)

O resultado acima foi obtido pela simulação do canal *fading* de *Rayleigh*, (equação (4.25), página 62), que considera as partes real e imaginária do sinal dentro do canal após experimentar os efeitos da propagação multipercurso.

A distribuição randômica das interferências ou ruídos gerados pelos multipercursos, considerando a equação (4.12) $[(\rho_{12}(d) = \int_0^{2\pi} p(\theta)e^{jkd\sin\theta} d\theta)]$ e a equação geral do canal variante no tempo equação (4.09), $[S(f, t) = \sum_{n=1}^N \beta_n(t)e^{-i2\pi f\tau_n(t)}]$ é mostrada na FIGURA 5.10, cujo histograma quando comparado à FIGURA 2.04, página 31, mostra a correspondência com a FDP de *Rayleigh* para um valor de σ de aproximadamente 0,8 conforme Histograma da Distribuição de Ruídos, FIGURA 5.09, isto significa que as variações no nível do sinal ocorrem de forma rápida e profunda.

FIGURA 5.09 – DISTRIBUIÇÃO DE RUÍDOS/INTERFERÊNCIAS DEVIDO AO EFEITO MULTIPERCURSO

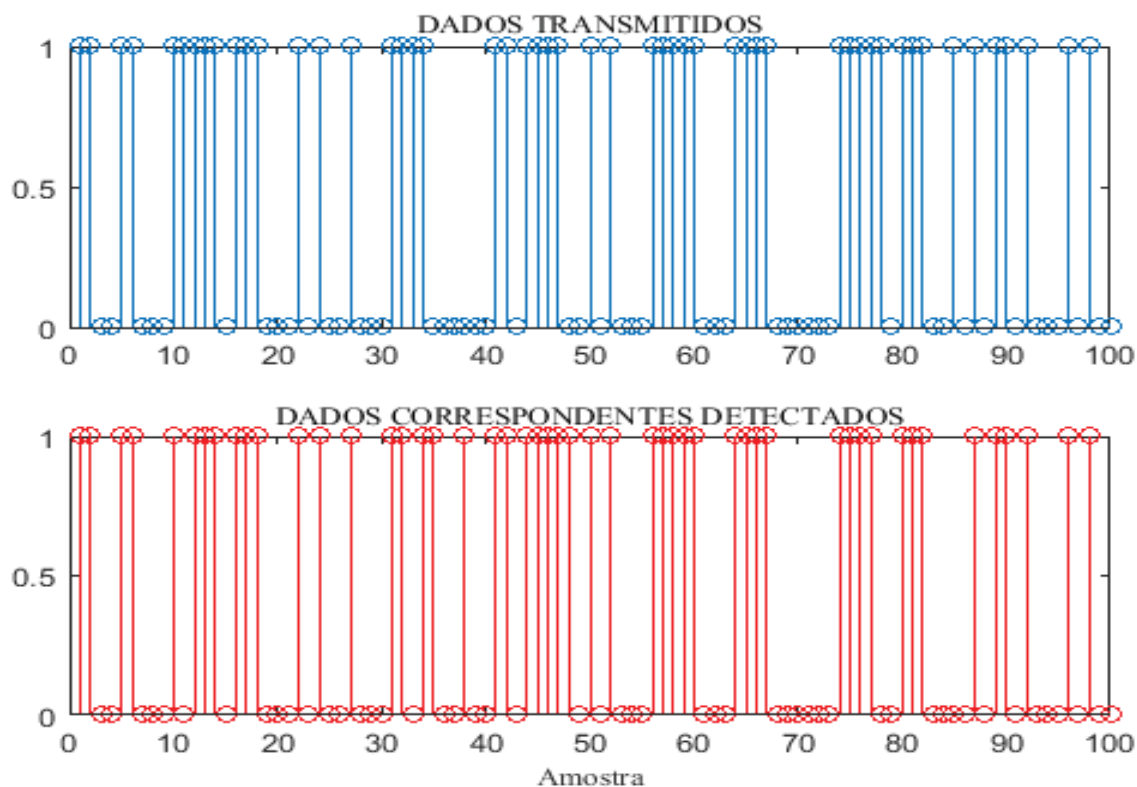


FONTE: O autor (2017)

O *stream* de 100 amostras tomadas para a análise do efeito multipercurso é a mesma amostra que se utilizou para a análise do ruído branco. Na FIGURA 5.09, está-se considerando somente o efeito de reflexões e espalhamentos ao longo do percurso.

As atenuações, alterações de fases e atrasos do sinal (diferentes tempos de chegada ao receptor) devido aos multipercursos, podem se somar de maneira construtiva ou destrutiva na recepção e introduzem erros na detecção do sinal transmitido, estes muito mais significativos que aqueles causados unicamente pelo ruído branco (FIGURA 5.06). Considerando apenas os erros introduzidos pelo efeito multipercurso tem-se o diagrama simulado mostrado na FIGURA 5.10, para a amostra transmitida mostrada na FIGURA 5.05.

FIGURA 5.10 – ERRO INTRODUIDO NA DETECÇÃO DEVIDO AO EFEITO MULTIPERCURSO



FONTE: O autor (2017)

Estes são os resultados da simulação do modelo matemático do efeito de perdas causado exclusivamente pelo efeito multipercurso no canal *fading* de *Rayleigh*.

5.6 MODELAMENTO DO CANAL

Na simulação do canal será utilizado um modulador e demodulador *PSK* (*Phase Shift Keying*), um sinal gerado pela antena transmissora, e o efeito de três multipercursos dentro do canal, simulado por um filtro *FIR* e com o receptor em movimento será considerado o efeito *Doppler*. Fica claro, portanto, que as

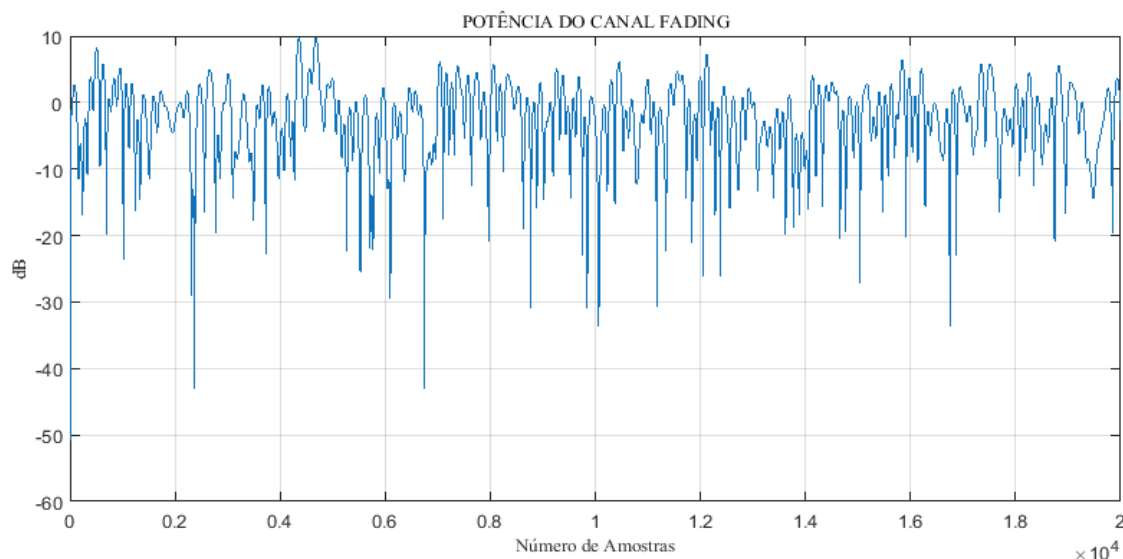
potências dos sinais devido aos multipercursos e ao efeito *Doppler* podem ser separados e o canal *fading* pode ser modelado passando-se o sinal pelo filtro *FIR* (*Finite Impulse Response*) ao qual é adicionado ruído *Gaussiano* branco (*AWGN*) para simulação completa da relação sinal ruído (*SNR*).

Considerando um receptor móvel percorrendo uma distância AB a uma velocidade constante de 60 km/h no ponto de medição, considerado como sendo o ponto B, este estará sob a influência de quatro sinais, gerados pelo sinal da antena transmissora e pelos sinais multipercursos, o máximo efeito *Doppler* ($f_m = V/\lambda$) será igual a 104 Hz, para a velocidade e frequência (1,8 GHz) do sinal simulado.

Fazendo-se passar pelo canal, ou pelo filtro *FIR* um *stream* de 20 kbits, considerando o sinal da antena e os 3 multipercursos com tempos de atraso de 0s para o sinal da antena, $0,6 \cdot 10^{-6}s$, $0,4 \cdot 10^{-6}s$ e $0,9 \cdot 10^{-7}s$ ou seja, os pontos de reflexão ou espalhamento estão do receptor a 180 m, 120 m e 27 m, ganhos nos respectivos percursos de [0, -4, -4 e -1] dB, tempo de amostragem de $8,4 \cdot 10^{-8}s$ e também considerando-se o efeito *Doppler*, obtêm-se a típica configuração de um canal *fading* que será na sequência simulado.

5.6.1 Potência do Canal *Fading*

Definido os parâmetros iniciais de simulação, a somatória de todos os efeitos perturbadores do *link* como atenuação do espaço livre, ruído branco, efeito *Doppler* e perdas multipercursos, esta representada principalmente por atenuações do sinal e diferenças de fase, tem-se modelado a potência do canal *fading* amostrado, onde pode se observar, conforme mostrado na FIGURA 5.11, severas perdas, randomicamente distribuídas, no nível do sinal transmitido que degradarão o canal e irão produzir erros na informação recebida.

FIGURA 5.11 – POTÊNCIA DO CANAL *FADING*

FONTE: O autor (2018)

A potência do canal fading representa o sinal, após todas as interferências sofridas, é este sinal que passará pelo filtro simulando o canal, observa-se a ocorrência de ganhos, máximo de 10 dB, no sinal devido a contribuição da soma de fases dos sinais multipercursos recebidos, probabilidade que aumenta com o aumento da frequência, porém há profundas e rápidas perdas ultrapassando -40 dB que tendem a afetar a qualidade da informação recebida e principalmente introduzir erros de dados transmitidos na recepção.

Para melhor visualização e análise utilizou-se um *stream* de 20.000 amostras do sinal passando pelo canal (filtro) nos parâmetros utilizados na construção do modelo.

5.6.2 Resposta ao impulso

A resposta do sinal multipercurso, mostrado na FIGURA 5.12, que é a resposta do filtro *FIR* ao impulso, é representada pelas barras (*stems*) onde o sinal

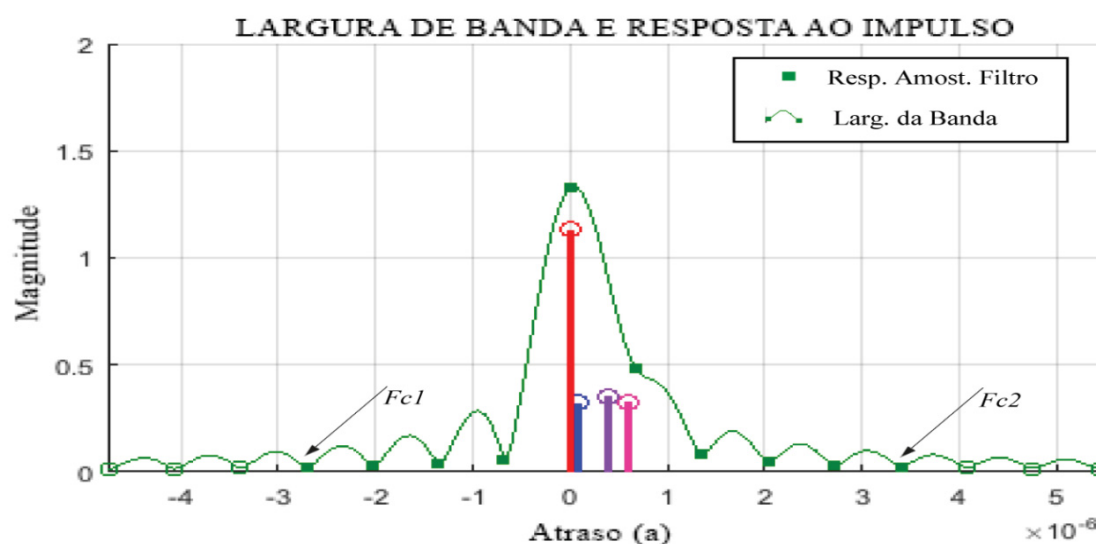
principal gerado pela antena, está representado em vermelho e não apresenta atraso. A largura da banda é mostrada pela curva em verde. No eixo horizontal estão representados os tempos de atraso dos sinais dentro do canal. Os círculos cheios, em verde, são a resposta do filtro amostrado que corresponde a resposta do canal (representado pelo filtro) e é resultado da convolução do sinal multipercurso (sinal de entrada) amostrado com a resposta em tempo discreto do filtro.

A expressão que representa a operação de convolução que determina a saída de um sistema a partir da entrada e da resposta ao impulso é dada por:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n - k) \quad (5.02)$$

onde k é um ponto qualquer dentro do canal.

FIGURA 5.12 – RESPOSTA SIMULADA AO IMPULSO



FONTE: O autor (2018)

A resposta ao impulso do canal variante no tempo, considerando a parte complexa do sinal, tem uma largura de banda $-f/2 < f_c < f/2$. Os pontos em cor verde representam a fase linear do filtro *FIR*, conforme FIGURA 5.02, a partir do limite inferior (f_{c1}) e do limite superior (f_{c2}) inicia-se a fase de transição. Os pontos vazados já possuem atenuação mínima de -20 dB conforme especificado para o filtro. Observa-se, na FIGURA 5.12, que no ponto f_{c2} a banda sofreu um alargamento, fato que tipicamente caracteriza o efeito *fading* no canal. Dependendo da intensidade do alargamento da banda, esta pode vir a causar interferência em canais adjacentes, provocando interferência co-canal ou eco.

O sinal original dentro do canal pode ser reconstruído a partir da resposta ao impulso $h(n)$ usando a interpolação *sinc*.

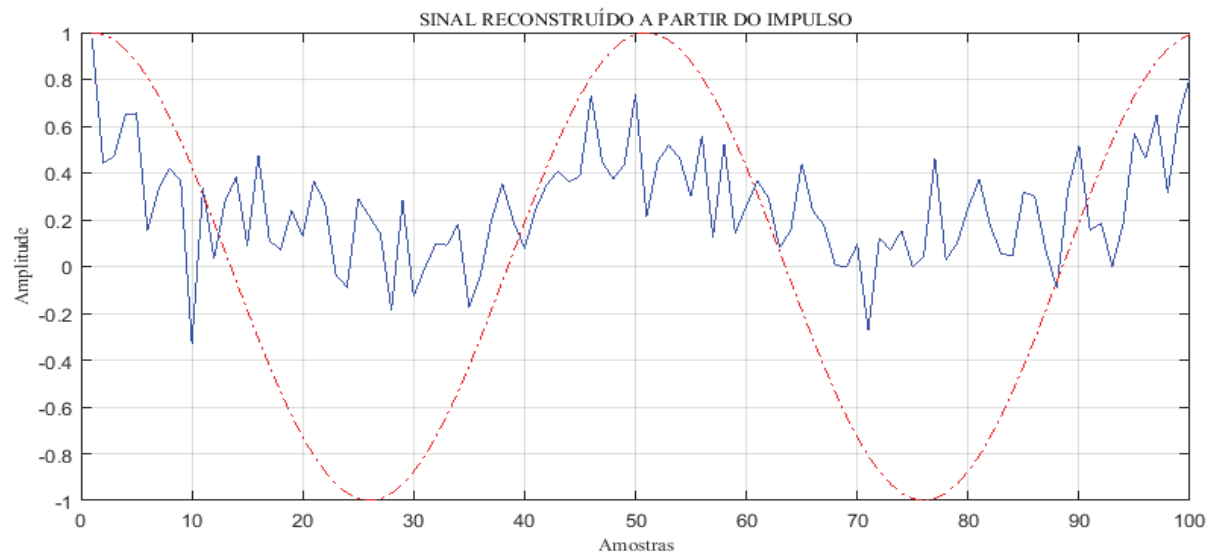
$$y(t) = \sum_k x_k \text{sinc}\left(\frac{1}{T_s} - k\right)$$

(5.03)

Onde $y(t)$ é o sinal complexo, T_s o tempo de amostragem e k assume valores de $(-f/2 a + f/2)$ correspondentes a largura da banda do canal.

O sinal senoidal transmitido passando pelo canal, após sofrer todos os efeitos da transmissão e reconstituído a partir do impulso está mostrado na FIGURA 5.13, a reconstituição foi feita por interpolação *sinc*.

FIGURA 5.13 – RECONSTITUIÇÃO DO SINAL A PARTIR DO IMPULSO



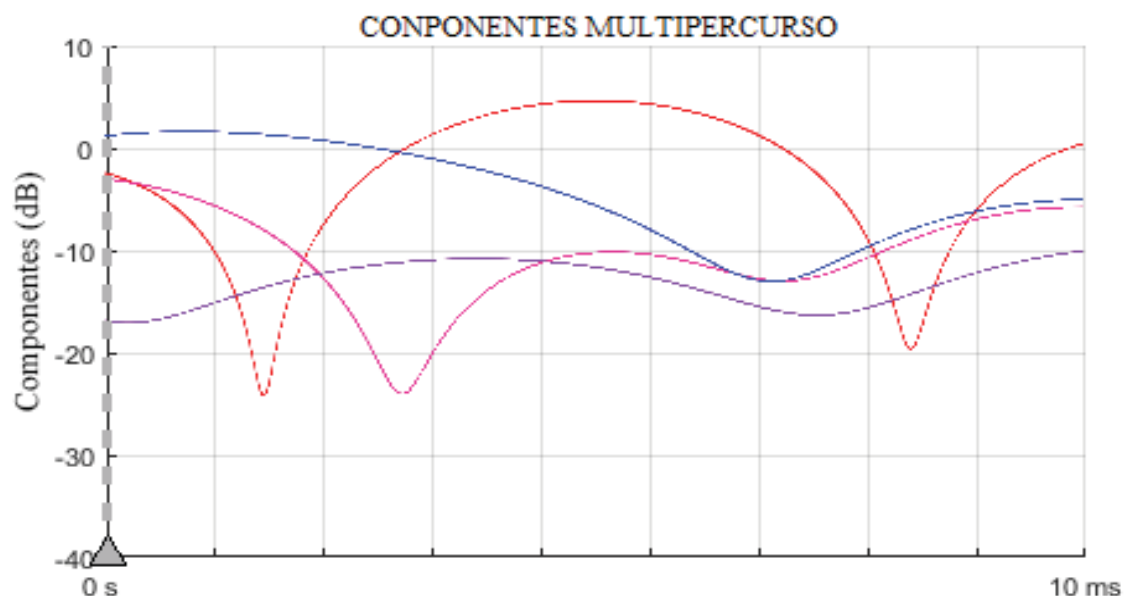
FONTE: O autor (2018)

Na reconstrução do sinal deve-se ter em conta o pequeno número de resposta ao impulso, apenas 4, disponíveis para análise e reconstrução.

5.6.3 Componentes multipercurso

Cada uma das componentes multipercurso ao longo do tempo está mostrado na FIGURA 5.14, as cores das componentes correspondem àquelas da FIGURA 5.12 relativas à resposta ao impulso para o *frame* de entrada de 20 kbits.

FIGURA 5.14 – RESPOSTA SIMULADA COMPONENTES MULTIPERCURSO



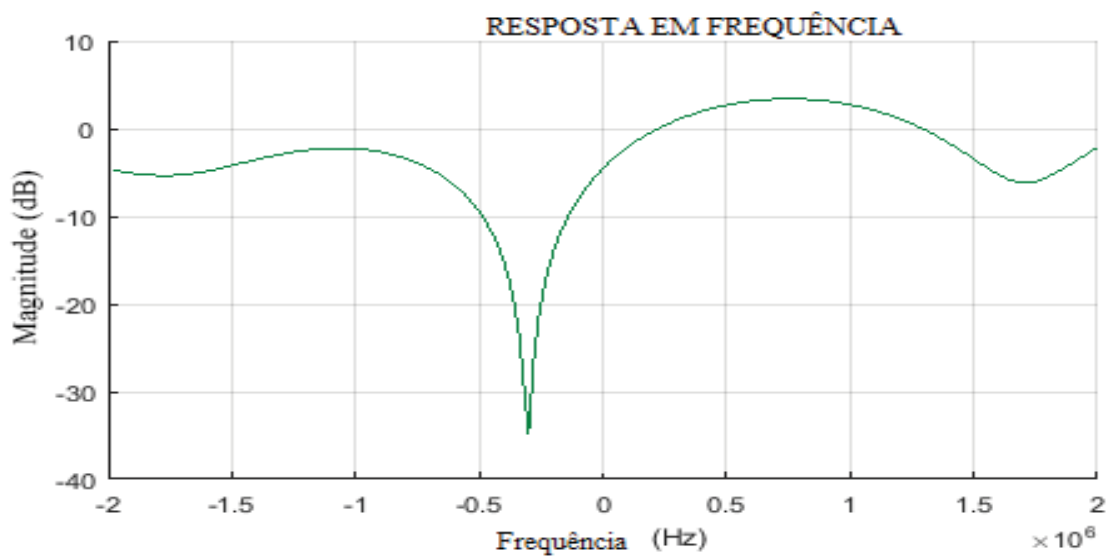
FONTE: O autor (2018)

Os sinais multipercursos, após terem sofrido reflexão ou espalhamento comportam-se, perante o receptor, como um sinal *LOS* (*Line-of-Sight*) estando neste percurso sujeito apenas as perdas de propagação do espaço livre, entre os pontos de espalhamento e o receptor.

5.6.4 Resposta em frequência

A resposta em frequência é a resposta de estado estacionário do sistema, está relacionada ao ganho e a defasagem entre os sinais que chegam ao receptor. A magnitude da resposta em frequência do *stream* de 20 kbits do sinal multipercurso dentro da banda é mostrado na FIGURA 5.15.

FIGURA 5.15 – RESPOSTA SIMULADA EM FREQUÊNCIA



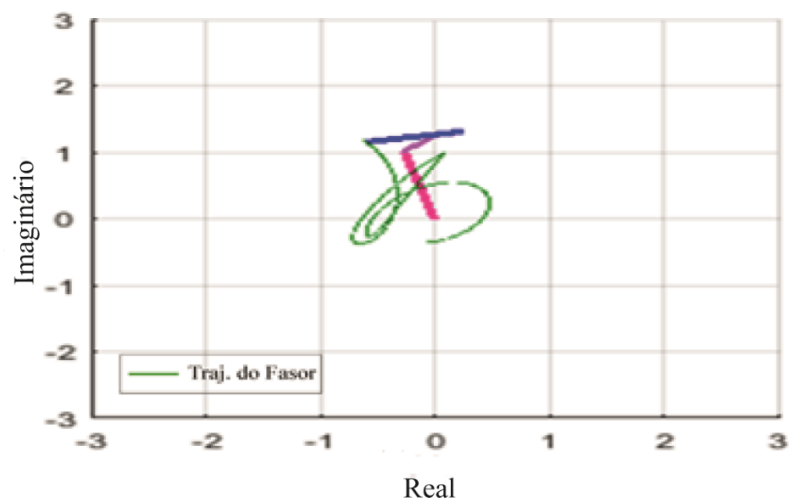
FONTE: O autor (2017)

A resposta em frequência se torna importante uma vez que através da análise de *Fourier* pode se decompor em senóides o sinal resultante conhecendo sua magnitude e fase seja ele periódico ou não.

Para um sinal variante no tempo, como no caso de um sinal senoidal, a função de transferência de frequências torna-se uma relação de fasores que é um número complexo e, portanto, possui magnitude e fase.

A FIGURA 5.16 mostra a trajetória do fasor, com magnitude e fase de cada uma das componentes multipercurso, as cores seguem o padrão da FIGURA 5.12 a trajetória é representada em verde.

FIGURA 5.16 – TRAJETÓRIA DO FASOR
TRAJETÓRIA DO FASOR

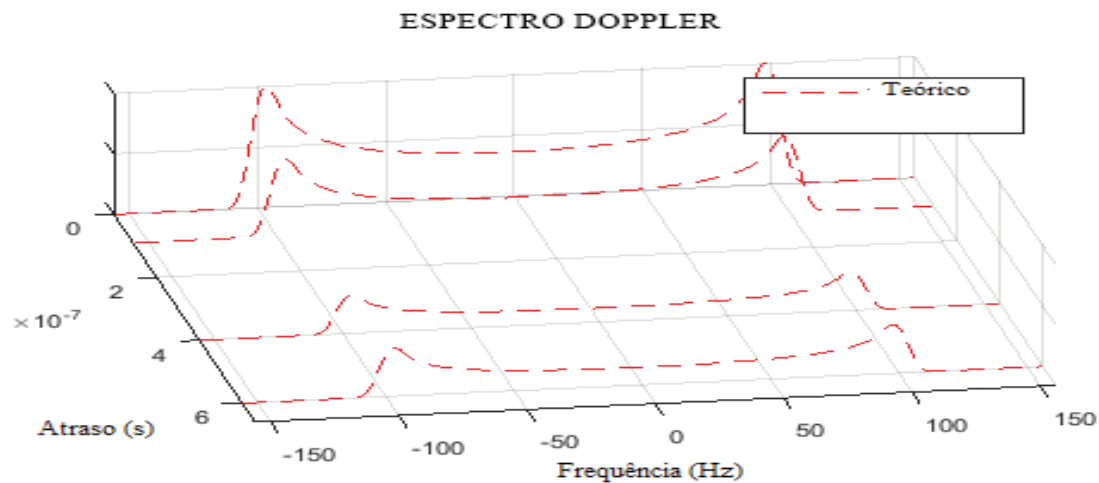


FONTE: O autor (2018)

Os fasores são ligados por ordem de tempo de atraso no canal multipercurso e podem ser então representados com um único ganho complexo que é a soma de todos os ganhos das componentes. Quanto mais próximo da origem passar a trajetória do fasor, mais profundo será o *fading* no canal.

5.6.5 Espectro *Doppler*

O espectro *Doppler* normalizado relativo ao sinal principal e a cada multipercurso com sua respectiva amplitude, tempo de atraso e faixa de frequência é mostrado na FIGURA 5.17.

FIGURA 5.17 – RESPOSTA NORMALIZADA DO EFEITO *DOPPLER*

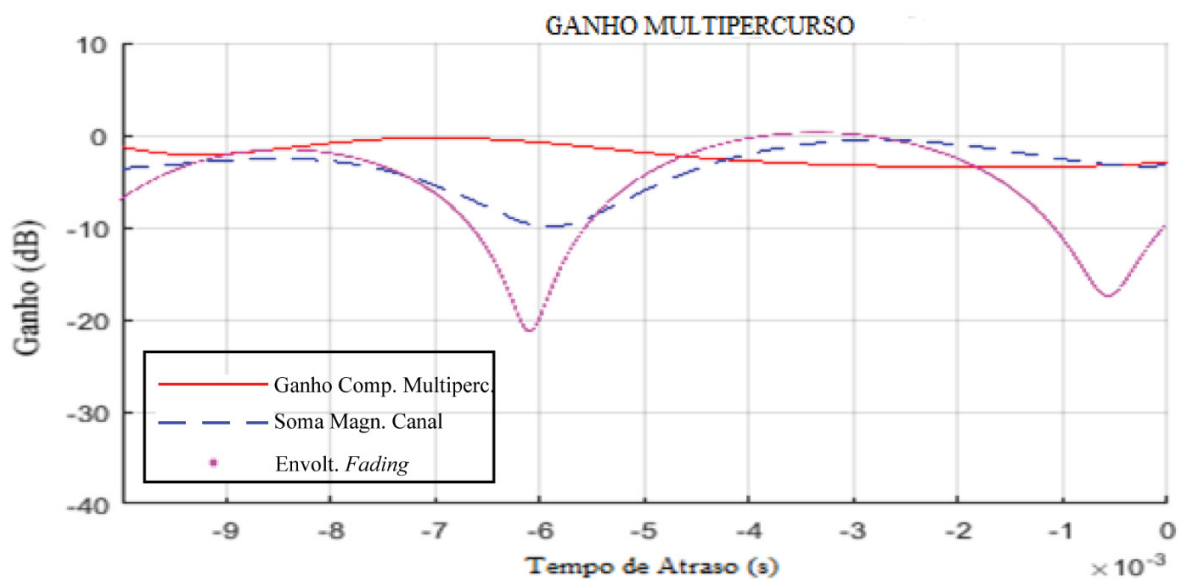
FONTE: O autor (2018)

As curvas de resposta obtidas representam um valor teórico normalizado, uma vez que já se havia previamente definido a velocidade do usuário (60 km/h) e a frequência de simulação e representa a resposta do filtro usado na simulação do efeito multipercurso.

5.6.6 Ganho multipercurso

O ganho no receptor, para os sinais multipercursos no canal, considerando os tempos de atraso e as respectivas fases, são mostrados na FIGURA 5.18, basicamente é construído a partir do diagrama fasorial e do espectro *Doppler*.

FIGURA 5.18 – GANHO DAS COMPONENTES MULTIPERCURSO



FONTE: O autor (2018)

A linha vermelha representa a soma da magnitude do ganho das componentes multipercursos, a linha em cor rosa pontilhada representa a magnitude da trajetória do fasor e pode ser descrita como a envoltória do sinal *fading*. O sinal dentro da banda é mostrado pela linha azul pontilhada e representa a soma das magnitudes do canal representado pelo filtro *FIR*, no caso os pontos cheios em verde mostrados na FIGURA 5.12 (Resposta ao Impulso) e mostra a máxima energia que pode ser detectada e permite, na prática, que após ser encontrado a pior situação seja especificado o *threshold* do receptor.

A variação de ganho do sinal *fading* decresce com o aumento da largura da banda do canal, evitando o efeito de interferência co-canal como já mencionado. A análise das curvas do ganho de multipercurso definem que quando a curva que representa o ganho das componentes (curva em vermelho) acompanha, de maneira muito próxima, a trajetória do fasor (curva em rosa pontilhado) está-se diante de uma banda estreita e vice-versa.

5.7 *BER – Bit Error Rate*

Em comunicações móveis o canal varia constantemente e de forma rápida no tempo e pode sofrer profundas flutuações de amplitudes no sinal conforme mostrado na FIGURA 5.11 que se não forem adequadamente compensadas ou equalizadas levarão a sérias degradações na qualidade da informação recebida. A taxa *BER* (*Bit Error Rate*) é um parâmetro chave para simulação dos erros introduzidos no canal e na análise da qualidade e eficiência do *link* e se torna importante ferramenta para buscar a compensação garantindo a integridade do sinal recebido.

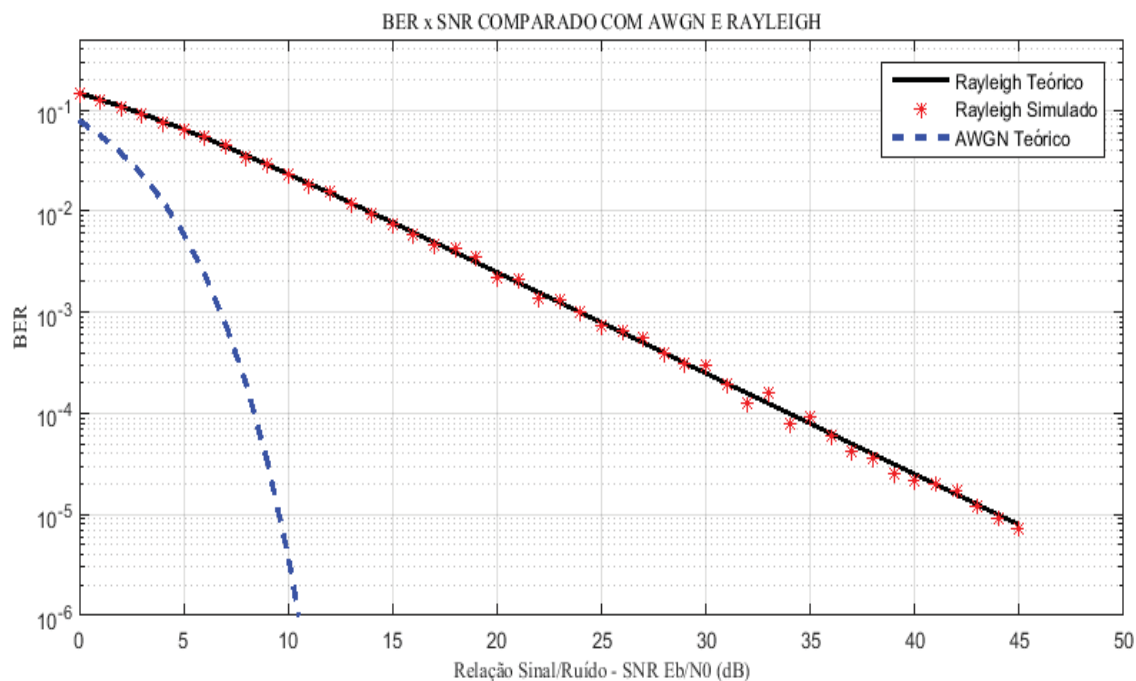
A análise da performance da taxa *BER*, mostrada na relação 5.04, que de uma forma simplista pode ser definida como sendo:

$$BER = \frac{\text{Número de BITS Errados Recebidos}}{\text{Número de BITS Transmitidos}} \quad (5.04)$$

fornece um meio ideal de análise do sistema, uma vez que analisa o *link* em sua totalidade: transmissor, meio e receptor.

Então, modelado para modulação *PSK* a taxa de erros (*BER*) na recepção é apresentada na FIGURA 5.19, comparando os efeitos do ruído branco e aqueles causados pelo canal *fading* de *Rayleigh*.

FIGURA 5.19 – BER EM CANAL FADING DE RAYLEIGH



FONTE: O autor (2018)

A simulação de *Rayleigh*, pela análise da FIGURA 5.19, considera o efeito completo dos ruídos na transmissão, ruído branco mais efeitos multipercursos, enquanto o *AWGN* considera os ruídos inerentes ao sistema na ausência de interferências externas, porém contrariamente ao apresentado na FIGURA 5.06 aqui se considera o ruído branco também no equipamento receptor.

Analisando as curvas da taxa BER, observa-se que para obtenção de uma taxa de erros de, por exemplo, 10^{-4} considerando somente os efeitos do ruído branco, é necessária uma relação Sinal/Ruído (*SNR*) de aproximadamente 8 dB enquanto que numa situação real onde se considera a perda de espaço livre, diferenças de fase, reflexões, espalhamentos, efeitos de multipercurso além do próprio efeito do ruído branco, para obter a mesma taxa de erros necessita-se de uma *SNR* próxima a 34 dB.

Como pode se observar, o modelo teórico de *Rayleigh* (curva em preto) e o simulado (* vermelho) estão muito próximos, o que garante confiabilidade ao modelo.

6 CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

A análise do fenômeno *fading* ou desvanecimento de canal é um processo totalmente estocástico devido a aleatoriedade do fenômeno e só pode ser tratado estatisticamente, principalmente em comunicações móveis. Em sendo um fenômeno estocástico a melhor forma de previsão da recepção do sinal se dá por modelamento, que sendo feito de forma adequada propicia significativa economia na utilização de equipamentos e testes e garante uma melhor qualidade na recepção da informação.

O método utilizado, modelo de *Rayleigh*, é o que estatisticamente melhor representa um sinal no receptor de um usuário móvel após este sinal ter sofrido reflexões e espalhamentos gerando multipercursos e considerando-se o efeito *Doppler*.

O modelamento pode ainda contemplar a análise topológica do ambiente de propagação considerando o adensamento e altura de edificações, o tipo de material nelas utilizados como por exemplo concreto, vidro ou fachadas espelhadas. Também, a medida que aumenta a frequência de transmissão o efeito da velocidade do tráfego na região adquire maior importância, devido ao efeito *Doppler*, assim, numa região urbana densa o efeito de obstruções, reflexões e espalhamentos tem grande efeito sobre o sinal recebido por um usuário móvel enquanto ao longo de uma rodovia onde estes são menos sensíveis o efeito *Doppler* se acentua e ganha importância devido a maior velocidade do usuário.

A sequência passo-a-passo desenvolvida ao longo do presente modelamento pretende ser uma ferramenta para análise de projeto ou expansão de *links* ou redes, permitindo uma pré-análise das características que um usuário móvel irá enfrentar, nunca esquecendo que o modelo é eminentemente estatístico e condições imponderáveis podem surgir.

Porém, sob o ponto de vista econômico e de QoS a simulação é fundamental. A análise real e final dos resultados podem ser, após o *link* implementado, obtidas de maneira prática com medições complexas e onerosas

dos níveis de sinais, taxa de erros da informação recebida, interrupções no recebimento do sinal e seu nível geral de degradação. A coleta de dados por medição leva ao aprimoramento do modelo, principalmente quando este é utilizado para análise de expansão da rede.

A análise específica do *fading* é uma forma de mitigar ou eliminar possíveis efeitos indesejáveis não previstos pelo estudo de análise de cobertura, pois considera as peculiaridades de cada região. No modelamento do canal *fading* de *Rayleigh* contemplou-se o espectro *Doppler* considerando a velocidade do usuário móvel, multipercursos gerados por espalhamento e reflexões e suas implicações no processo de recepção do sinal. O algoritmo desenvolvido no MATLAB permite de forma prática e simples alterar tanto o efeito devido ao espalhamento *Doppler* quanto o número de multipercursos ou a largura da banda do canal de transmissão.

6.1 ESTUDOS FUTUROS

A metodologia simulada pretende ser uma ferramenta complementar ao estudo de cobertura realizado na implantação do *link*, seria recomendado o complemento, em futuros estudos, com a análise de dados coletados em medições reais e em diversas regiões, então com estes valores realizar uma análise de dispersão de erros do modelo simulado e aprimorá-lo garantindo maior precisão ao modelo estatístico.

No futuro próximo, como tema relevante e de grande interesse, estão as ondas milimétricas, faixa de frequência de 30 a 300 GHz que formarão o espectro da quinta geração (5G) das comunicações móveis. Este tema está em fase de desenvolvimento, tanto em questão de estudos de propagação, arquitetura de redes, antenas, novas aplicações e tratamento de sinais. O comportamento do efeito *fading* será bastante diverso do que ocorre nas faixas de frequências atualmente em uso, principalmente em relação ao efeito *Doppler*. Novos modelos

estatísticos estão sendo propostos e merecem uma análise mais profunda com o uso de ferramentas matemáticas diferenciadas em sua análise.

REFERÊNCIAS

- ABDUL SALAM, A.; SHERIFF, R.; MEZHER, K.; NASIR, Q. Novel Approach for Modeling Wireless Fading Channels Using a Finite State Markov Chain. **ETRI Journal, Volume 39, Number**, 2017.
- ALEXANDRO, A.-Z.; SIMOM., S. **Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems**. New York, 2007.
- ASHRAF ZEESHAN, U. **Study and Measurement of Scatter Effect on Wireless Channel using Realtime LTE Co-Operative Relays**, 2015. SKOLAN FÖR INFORMATIONS- OCH KOMMUNIKATIONS TEKNIK.
- BANSAL, R.; BLAUNSTEIN, N. **Handbook of Engineering Electromagnetics**. New York, 2004.
- BELLONI, F. **Fading Models**. S-88 Signal Processing Laboratory, Hutchinson, 2004a.
- BELLONI, F. **Basic Propagation Theory**. Helsinki University of Technology Signal Processing Laboratory, 2004b.
- BLAUSTEIN, N.; CHRISTODOULOU, C. G. **Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Networks**. 2nd ed. Hoboken, N.J: Wiley, 2014.
- BORHANI, A. **Modelling and Analysis of Non-Stationary Mobile Fading Channels Using Brownian Random Trajectory Models**, 2014. University of Agder.
- CHAVAN, M. S. .; CHILE, R. H. .; SAWANT, S. R. Multipath Fading Channel Modeling and Performance Comparison of Wireless Channel Models. **International Journal of Electronics and Communication Engineering**, 2011.
- CHEN, Z. **Performance Analysis of Channel Estimation and Adaptive Equalization in Slow Fading Channel**. 2007.
- DONG, J. **Estimation of Bit Error Rate of any Digital Communication System**, 2013. Université de Bretagne Occidentale , English.
- E.GÓMEZ-DÉNIZ; L.GÓMEZ-DÉNIZ. A generalisation of the Rayleigh distribution with applications in wireless fading channels. **Wireless Communication and Mobile Computing**, 2011. Madrid.
- ENDERS, P. Huygens' Principle as Universal Model of Propagation. **Latin American Journal Physics Educ**, 2009.
- FENG, Q.; TAMEH, E. K.; NIX, A. R.; MCGEEHAN, J. Modelling the likelihood of line-of-sight for air-to-ground radio propagation in Urban environments. **GLOBECOM - IEEE Global Telecommunications Conference. Anais...** , 2006.
- GHOSH, S.; SUDIR, C. Performance Analysis on the Basis of Comparative Study

Between Multipath Rayleigh Fading and Awgn Channel in the Presence of Various Interference. **International Journal of Mobile Network & Telamatics (IJMNCT)**, v. 4, n. February, 2014.

HADZI-VELKOV, Z. .; ZLATANOV, N. .; KARAGIANNIDIS, G. K. **Level Crossing Rate and Average Fade Duration on the Multihop Rayleigh Fading Channel**. Skopje, 2008.

HASSAN S., R.; RAHMAN, T. A. .; ABDULRAHMAN, A. Y. . LTE Coverage Network Planning and Comparison with Different Propagation Models. **TELKOMNIKA**, Vol.12, No.1, 2014.

HUM VICTOR; SEAN. **Diffraction**. Toronto, .

ISKANDER, C.-D. **MATLAB - based Objecct-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation**. Quebec - QC, .

JAKES, W. C. **Microwave Mobile Communications**. New York: John Willey e Sons, 1984.

JIN, X.; ZANG, Y.; PAN, C. **A New Simulation Model of Rician Fading Channel**. Shenzhen, 2016.

LAVANIA, V.; SASIBHUSHANA, R.; BIDIKAR, B. Fast Fading Mobile Channel Modeling For Wireless Communication. In: ELSEVIER (Ed.); International Conference on Computational Modeling and Security. **Anais...** , 2016.

LEANDRO; GIDEON V. Notas de Aula; Processamento Digital de Sinais - TE-810. , 2016.

LEE, W. **Integrated Wireless Propagation Models**. 1st ed. McGraw-Hill, 2014.

M. SHEA, J. EEL 6509 Wireless Communications– Fading. , 2015. Lecture on Fading.

MARK, A. H.; MARION, J. B. **Classical Electromagnetic Radiation**. Third Edit ed. Swarthmore, Pennsylvania, 1995.

MEGHDADI, V. **BER calculation**. Limoges, 2008.

MOLISH, A. F. **Wireless Communications**. London: Willey and Sons, 2006.

NOGA, K.; PALCZYNSKA, B. Overview of Fading Channel Modeling. **INTL JOURNAL OF ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS**, v. VOL. 56, N, p. PP. 339–344, 2010.

OLSEN, R. L.; TJELTA, T.; MARTIN, L.; SEGAL, B. Worldwide techniques for predicting the multipath fading distribution on terrestrial L.O.S. links: Comparison with regional techniques. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 51, n. 1, p. 23–30, 2003.

PATEL, R.; KUMAR, M. E.; JAISWAL, A. K. Design Technique of Bandpass FIR filter using Various Window Function. **IOSR Journal of Electronics and**

Communication Engineering (IOSR-JECE), 2013.

PATZOLD, M.; WANG, C.-X.; HOGSTAD O., B. Two New Sum of Sinusoids Based Methods for the Efficient Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms. **IEEE**, 2009.

PRADHAN, C.; MURTHY, G. R. **Analysis of Path Loss Mitigation through Dynamic Spectrum Access**. Hyderabad, India, .

PRAVIN W., R.; BADJATE, S. L. IJARET-International Journal of Advanced Research in Engineering and Technology. **Impact Factor**, p. 144–160.

RAO KUMAR, C. **Asymptotic Analysis of Wireless Systems with Rayleigh Fading**, 2007. California Institute of Technology.

RAPPAPORT, T. S. **Doppler Spread and Coherence Time**. 2013.

ROYCHOWDHURY, A. FIR Filter Design Techniques. M.Tech. credit seminar report, Electronic Systems Group, EE Dept, IIT Bombay. **Anais...** , 2002. Bombay.

S.RAPPAPORT, T. Types of Small-Scale Fading. , 2013. New York: National Instruments.

SANTO; JOHN, DE. Scalar Wave Theory: Green's Function and Applications. **Springer Series on Wave Phenomena**, 2012.

SANTOS, L. **Evolução das Comunicações**. Montes Claros - MG, 2009.

SAUNDERS, S.; ARAGÓN-ZAVALA, A. **Basic Propagation Models**. 2007.

SKLAR, B. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems: Characterization. **IEEE Communications Magazine**, p. 90–100, 1997.

TEPEDELENLIOUGLU, C. Estimation of Doppler Spread and Spatial Strength in Mobile Communication with Applications to Handoff and Adaptive Transmissions. **Wireless Commun. Mobile Computing**, 2001.

TSAKALOZOS, N.; DRAKAKIS, K.; RICKARD, S. **Channel Models of the Doppler Effect**. Dublin, 2010.

VAUGHAN, R.; BACH ANDERSEN, J. **Channels, Propagation, and Antennas for Mobile Communication**. 2002.

WALK, C. **Hand-book on STATISTICAL DISTRIBUTIONS for experimentalists**. University of Stockholm, 2007.

WEI, H.-Y. Wireless Channel and Radio Propagation. , 2014. Taiwan.

WREDE, R.; SPIEGEL, M. **Advanced Calculus**. Second ed. New York: McGraw Hill, 2002.

- 7 YACOUB, M. . Foundations of Mobile Radio Engineering. CRC Press, 1993.